

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-327807  
(43)Date of publication of application : 10.12.1993.

(51)Int.Cl. H04L 27/36  
H04J 3/00  
H04J 11/00  
H04L 27/38  
H04N 7/00  
H04N 7/13  
// H04N 7/20

(21)Application number : 04-068935 (71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD  
(22)Date of filing : 27.03.1992 (72)Inventor : OSHIMA MITSUAKI

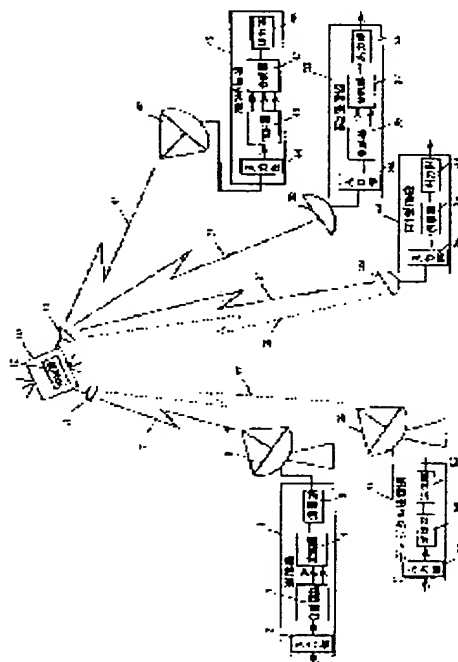
(30)Priority  
Priority number : 03 62798 Priority date : 27.03.1991 Priority country : JP  
03 95813 25.04.1991  
03 155650 29.05.1991 JP  
03 182236 23.07.1991  
04 60739 17.03.1992 JP  
JP  
JP

## (54) TRANSMITTER

### (57)Abstract:

PURPOSE: To provide the transmission reception system in which a problem that a transmission information quantity cannot be increased is solved when the frequency band is limited in the transmitter sending a digital signal and much more information is sent within the same frequency band.

CONSTITUTION: The transmitter 1 uses a modulator 4 implementing m-value QAM modulation to allocate data of n-value of a 1st data string to a signal point group formed by grouping signal points on a signal space diagram comprising the 1st data string of n-value and 2nd and 3rd data strings of p-value and to send the modified m-value QAM modulation signal. A 1st receiver 23 uses a demodulator 25 to demodulate the 1st data string of n-value, a 2nd receiver 33 demodulates the 1st data string and the 2nd data string, and a 3rd receiver 43 demodulates the 1st data string, the end data string and the 3rd data string, and then even the receiver having only a demodulation capability of n-value in the case of  $n < m$  when the m-value modified multi-value modulation wave demodulates the data of the 1st data string of n-value in the transmitter.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 31.01.1997  
[Date of sending the examiner's decision of rejection]  
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
[Date of final disposal for application]  
[Patent number] 3008651  
[Date of registration] 03.12.1999  
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-327807

(43)公開日 平成5年(1993)12月10日

(51)Int. Cl. <sup>5</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/36				
H 0 4 J 3/00	M	8843-5 K		
11/00	B	7117-5 K		
		9297-5 K	H 0 4 L 27/00	F
		9297-5 K		G
審査請求 未請求 請求項の数15			(全98頁)	最終頁に続く

(21)出願番号 特願平4-68935

(22)出願日 平成4年(1992)3月27日

(31)優先権主張番号 特願平3-62798

(32)優先日 平3(1991)3月27日

(33)優先権主張国 日本(JP)

(31)優先権主張番号 特願平3-95813

(32)優先日 平3(1991)4月25日

(33)優先権主張国 日本(JP)

(31)優先権主張番号 特願平3-155650

(32)優先日 平3(1991)5月29日

(33)優先権主張国 日本(JP)

(71)出願人 000005821  
松下電器産業株式会社  
大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 大嶋 光昭  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74)代理人 弁理士 小鍛治 明 (外2名)

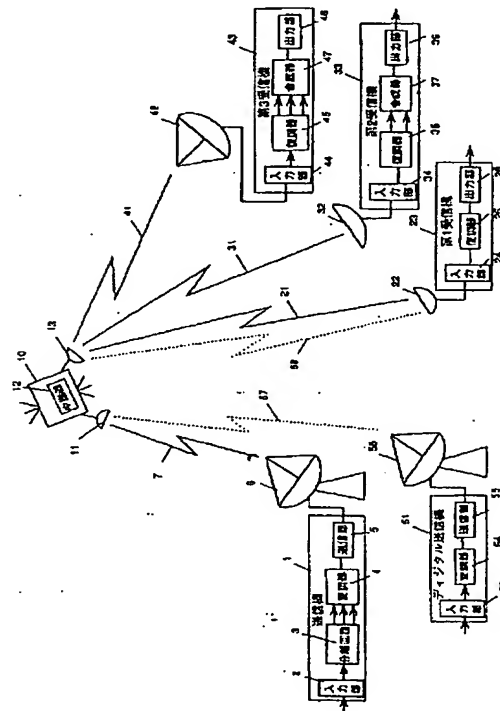
最終頁に続く

(54)【発明の名称】伝送装置

(57)【要約】

【目的】 デジタル信号を伝送する伝送装置において周波数帯が制限されている場合に伝送情報量を増大できないことを解決し同一周波数帯でより多くの情報を伝送する送受信システムを提供することを目的とする。

【構成】 送信機1ではm値のQAM変調を行なう変調器4によりn値の第1データ列と、p値の第2データ列と第3データ列を信号スペースダイアグラム上の信号点をグループ化した信号点群に第1データ列のn値のデータを割りあてて変形m値のQAM変調信号を送信する。第1受信機23では復調器25によりn値の第1データ列を第2受信機33では第1データ列と第2データ列を第3受信機43では第1データ列、第2データ列、第3データ列を復調することにより、m値の変形多値変調波を受信した場合 $n < m$ なるn値の復調能力しかない受信機でもn値の第1データ列のデータを復調する伝送装置が得られる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】信号の入力部と、搬送波を、上記入力部からの入力信号により変調し信号スペースダイアグラム図上になる $m$ 値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなり信号伝送を行う伝送装置において、上記信号点の位置を上記入力信号の一部により変更もしくは変調することを特徴とする伝送装置。

【請求項2】信号の入力部と、搬送波を、上記入力部からの入力信号により変調し信号スペースダイアグラム図上になる $m$ 値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ伝送を行う伝送装置において、上記入力信号として $n$ 値の第1データ列と、第2データ列を入力し、上記信号点を $n$ 個の信号点群に分割し、上記信号点群を各々第1データ列の各データに割りあて、上記信号点群の中の各信号点に第2データ群の各データを割りあて、送信することを特徴とする伝送装置。

【請求項3】映像信号を高域映像信号と低域映像信号に分離し、上記低域映像信号を第1データ列として伝送し上記高域映像信号を第2データ列として送信することを特徴とする請求項2記載の伝送装置。

【請求項4】第1データ群及び第2データ群の双方を送信又は受信中にできるとともに、送信中に第5データ群の符号誤まり率が高くなった時に、第2データ群の送信もしくは受信を中止し第1データ群のみを伝送することを特徴とする請求項2記載の伝送装置。

【請求項5】QAM伝送方式の信号ダイアグラム図上における原点に最も近い信号点とI軸もしくはQ軸との距離を $\delta$ としたシフト量を $S$ とした場合、上記信号点と上記I軸もしくは上記Q軸との距離が $S\delta$ なる距離になりかつ $S>1$ になるように上記信号点の上記信号ダイアグラム図上の位置を移動させたことを特徴とする請求項2記載の伝送装置。

【請求項6】受信信号の入力部と信号スペースダイアグラム図上で、 $P$ 値の信号点のQAM変調信号を復調する復調器と、出力部を有する伝送装置において、上記信号点を $n$ 値の信号点群に分割し、各信号点群を $n$ 値の第1データ列に対応させて第1データ列を復調し、信号点群の中の略々 $P/n$ 値の信号点に $P/n$ 値の第2データ列に対応させて第2データ列を復調し、第1データ列と第2データ列のデータを復調再生することを特徴とする伝送装置。

【請求項7】映像信号を高域映像信号と低域映像信号に分離し、上記低域映像信号を第1データ列として伝送し上記高域映像信号を第2データ列として受信することを特徴とする請求項6記載の伝送装置。

【請求項8】第1データ群及び第2データ列の双方を受信中に、第2データ列の符号誤まり率が高くなった時に、必要に応じて第1データ列の伝送に限定することを特徴とする請求項6記載の伝送装置。

【請求項9】受信信号から搬送波を再生する搬送波再生部を有し、上記搬送波再生部は受信信号の周波数を16逡倍することにより搬送波を再生することを特徴とする請求項6記載の伝送装置。

【請求項10】QAM伝送方式の信号ダイアグラム図上における原点に最も近い信号点とI軸もしくはQ軸との距離を $\delta$ としシフト量を $S$ とした場合、上記信号点と上記I軸もしくは上記Q軸との距離が $S\delta$ なる距離になりかつ $S>1$ になるように上記信号点の上記信号ダイアグラム図上の位置を移動させたことを特徴とする請求項6記載の伝送装置。

【請求項11】信号の入力部と、搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号スペースダイアグラム図上になる $m$ 値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う伝送装置において、上記入力信号として $n$ 値の第1データ列と、第2データ列を入力し、上記信号点を $n$ 個の信号点群に分割し、上記信号点群を各々第1データ列の $n$ 値のデータに割りあて、上記信号点群の中の各信号点に第2データ群の各データを割りあてて、送信する送信機により送信信号を送り、上記送信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム図上で、 $P$ 値の信号点のQAM変調波を復調する復調器と、出力部を有する受信装置において、上記信号点を $n$ 値の信号点群に分割し、各信号点群 $n$ 値の第1データ列に対応させて復調し、信号点群の中の略々 $p/n$ 値の信号点に $p/n$ 値の第2データ列に対応させて復調し、第1データ列と第2データ列のデータを復調再生する受信装置を用いてデータ受信を行う伝送装置。

【請求項12】映像信号を高域映像信号と低域映像信号に分離し、上記低域映像信号を第1データ列として伝送し上記高域映像信号を第2データ列として伝送することを特徴とする請求項11記載の伝送装置。

【請求項13】QAM伝送方式の信号ダイアグラム図上における原点に最も近い信号点とI軸もしくはQ軸との距離を $\delta$ としシフト量を $S$ とした場合、上記信号点と上記I軸もしくは上記Q軸との距離が $S\delta$ なる距離になりかつ $S>1$ になるように上記信号点の上記信号ダイアグラム図上の位置を移動させたことを特徴とする請求項11記載の伝送装置。

【請求項14】音声信号を高域信号と低域信号に分離し、上記低域信号を第1データ列として伝送し上記高域信号を第2データ列として送信することを特徴とする請求項2記載の伝送装置。

【請求項15】受信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム図上で $P$ 値の信号点のQAMもしくはQPSK変調信号を復調する第1の復調器と、出力部を有する伝送装置において、上記信号点の位置の変更もしくは変調を検出し復調する第2の復調器を設けることにより、QAMもしくはQPSK復調信号とは別に出力信号を得ることを特徴とする伝送装置。



## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は搬送波を変調することによりデジタル信号を送送する伝送装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】近年、デジタル伝送装置は様々な分野での利用が進んでいる。とりわけデジタル映像伝送技術の進展はめざましい。

【0003】中でもデジタルTVの伝送方式が最近注目されつつある。現在デジタルTV伝送装置は放送局間の中継用として一部実用化されているにすぎない。しかし、近い将来、地上放送と衛星放送への展開が予定され各国で検討が進められている。

【0004】高度化する消費者の要望に応えるため、HDTV放送、PCM音楽放送や情報提供放送やFAX放送等の放送サービスの内容の質と量を今後向上させる必要がある。この場合TV放送の限られた周波数帯域の中で情報量を増大させる必要がある。この帯域で伝送できる情報伝送量はその時代の技術的限界に応じて増大する。このため理想的には時代に応じて受信システムを変更し、情報伝送量を拡張できることが望ましい。

【0005】しかし放送の視点からみた場合、公共性が重要であり長期間に至る全ての視聴者の既得権の確保が重要となる。新しい放送サービスを始める場合、既存の受信機もしくは受像機でそのサービスを楽しむことができる必要条件である。過去と現在、そして現在と将来の新旧の放送サービスの間の受信機もしくは受像機の互換性、放送の両立性が最も重要であるといえる。

【0006】今後登場する新しい伝送規格、例えばデジタルTV放送規格には将来の社会の要求と技術進歩に対応できる情報量の拡張性と、既存の受信機器との間の互換性と両立性が求められている。

【0007】ここで、これまでに提案されているTV放送の伝送方式を拡張性と両立性の観点から述べる。

【0008】まずデジタルTVの衛星放送方式としてNTSC-TV信号を約6Mbpsに圧縮した信号を4値PSK変調を用いTDM方式で多重化し1つのトランスポンダーで4~20チャンネルNTSCのTV番組もしくは1チャンネルのHDTVを放送する方式が提案されている。またHDTVの地上放送方式として1チャンネルのHDTV映像信号を15Mbps程度のデータに圧縮し、16もしくは32QAM変調方式を用い地上放送を行う方式が検討されている。

【0009】まず衛星放送方式においては現在提案されている放送方式は、単純に従来の伝送方式で放送するため1チャンネルのHDTVの番組放送に数チャンネル分のNTSCの周波数帯域を使用する。このため、HDTV番組の放送時間帯には数チャンネルのNTSC番組が受信放送できないという問題点があった。NTSCとH

DTVの放送との間の受信機、受像機の互換性、両立性がなかったといえる。また将来の技術進歩に伴い必要となる情報伝送量の拡張性も全く考慮されていなかったといえる。

【0010】次に現在検討されている従来方式のHDTVの地上放送方式はHDTV信号を16QAMや32QAMといった従来の変調方式でそのまま放送しているにすぎない。既存のアナログ放送の場合、放送サービスエリア内においてもビルかげや低地や隣接するTV局の妨害を受けるような受信状態が悪い地域が必ず存在する。このような地域においては、既存のアナログ放送の場合画質が劣化するものの、映像は再生できTV番組は視聴できた。しかし、従来のデジタルTV放送方式では、このような地域においては全く映像が再生できず、TV番組を全く視聴できないという重大な問題があった。これは、デジタルTV放送の本質的な課題を含むものでデジタルTV放送の普及に致命的となりかねない問題であった。これは従来のQAM等の変調方式の信号点の位置が等間隔に配置されていることに起因する。信号点の配置を変更もしくは変調する方式は従来なかった。

## 【0011】

【発明が解決しようとする課題】本発明は上記従来の問題点を解決するもので、特に衛星放送におけるNTSC放送とHDTV放送の両立性、また地上放送におけるサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させる伝送装置を提供することを目的とする。

## 【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明の伝送装置は、信号の入力部と、位相の異なる複数の搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上になるm値の信号点を発生させる変調部と変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う送信装置と上記送信信号の入力部と、ベクトル図上で1値の信号点のQAM変調波を復調する復調器と出力部を有する受信装置の2つの構成を有している。

## 【0013】

【作用】この構成によって入力信号としてn値のデータをもつ第1データ列と第2データ列を入力させ、送信装置の変調器によりベクトル図上にm値の信号点をもつ変形m値のQAM方式の変調波を作る。このm値の信号点をn組の信号点群に分割しこの信号点群を第1データ列のnケの各データに割りあて、この信号点群の中のm/nケの信号点もしくは副信号点群に第2データ列の各データ割りあて送信装置により送信信号を送出する。場合により第3データも送出できる。

【0014】次に、 $p > m$ なるp値の復調器を持つ受信装置においては上記送信信号を受信し信号スペースダイアグラム上のp点の信号点に対して、まずp点の信号点をn組の信号点群に分割し、第1データ列の信号を復調再生する。次に該当する信号点群の中の $p/n$ 点の信号

点に  $p/n$  値の第2データ列を対応させて復調し第1データと第2データを復調再生する。 $p=n$ の受信機においては  $n$  群の信号点を再生し、各々に  $n$  値を対応させ第1データ列のみを復調再生する。

【0015】以上の動作により送信装置からの同一信号を受信した場合、大型アンテナと多値の復調能力をもつ受信機では第1データ列と第2データ列を復調できる。同時に小型アンテナと少値の復調能力をもつ受信機では第1データ列の受信ができる。こうして両立性のある伝送システムを構築することができる。この場合第1データ列をNTSCまたはHDTVの低域成分等の低域TV信号に、第2データ列をHDTVの高域成分等の高域TV信号に割りあてることにより、同一電波に対して少値の復調能力をもつ受信機ではNTSC信号、多値の復調能力をもつ受信機ではHDTV信号を受信できる。このことによりNTSCとHDTVの両立性のあるデジタル放送が可能となる。

【0016】

【実施例】

(実施例1) 以下本発明の一実施例について、図面を参照しながら説明する。

【0017】図1は本発明による伝送装置のシステム全体図を示す。入力部2と分離回路部3と変調器4と送信部5をもつ送信機1は複数の多重化された入力信号を分離回路3により第1データ列、 $D_1$ 、と第2データ列、 $D_2$ 、と第3データ列、 $D_3$ に分離し変調器4により、変調信号として送信部5より出力し、アンテナ6により、この変調信号は伝送路7により人工衛星10に送られる。この信号は人工衛星10においてはアンテナ11で受信され、中継器12により増幅され、アンテナ13により再び地球へ送信される。

【0018】送信電波は、伝送経路21、31、41により第1受信機23、第2受信機33、第3受信機43に送られる。まず、第1受信機23ではアンテナ22を介して入力部24より入力し、復調器25により第1データ列のみが復調され、出力部26より出力される。この場合第2データ列、第3データ列の復調能力はもたない。

【0019】第2受信機33では、アンテナ32を介して入力部34より出力した信号は復調機35により第1データ列と第2データ列が復調され、合成器37により一つのデータ列に合成され、出力部36より出力される。

【0020】第3受信機43ではアンテナ42からの入力は入力部44に入り復調器45により第1データ列、第2データ列、第3データ列の3つのデータ列が復調され合成器47により一つのデータ群となり出力部46より出力される。

【0021】以上のように同じ送信機1からの同一の周波数帯の電波を受けても、上述の3つの受信機の復調器

の性能の違いにより受信可能な情報量が異なる。この特長により一つの電波帯で性能の異なる受信機に対してその性能に応じた両立性のある3つの情報を同時に伝送することが可能となる。例えば同一番組のNTSCとHDTVと超解像度型HDTVの3つのデジタルTV信号を伝送する場合、スーパーHDTV信号を低域成分、高域差成分、超高域差成分に分離し、各々を第1データ列、第2データ列、第3データ群に対応させれば、1チャンネルの周波数帯で両立性のある中解像度、高解像度、超高解像度の3種のデジタルTV信号を同時に放送できる。

【0022】この場合、小型アンテナを用いた少値復調の受信機ではNTSC-TV信号を、中型アンテナを用いた中値復調可能な受信機ではHDTV信号を、大型アンテナを用いた多値復調可能な受信機では超高解像度型HDTVを受信できる。図1をさらに説明するとNTSCのデジタルTV放送を行うデジタル送信機51は入力部52より第1データ群と同様のデータのみを入力し、変調器54により変調し、送信機55とアンテナ56により伝送路57により衛星10に送り伝送路58により地球へ再び送信される。

【0023】第1受信機23では、デジタル送信機1からの受信信号を復調器24により、第1データ列に相当するデータを復調する。同様にして、第2受信機33と第3受信機43は、第1データ列と同じ内容のデータ群を復調する。つまり3つの受信機は、デジタル一般TV放送等のデジタル放送も受信できる。

【0024】では、各部の説明をする。図2は送信機1のブロック図である。

【0025】入力信号は入力部2に入り、分離回路3で第1データ列信号と第2データ列信号と第3データ列信号の3つのデジタル信号に分離される。

【0026】例えば映像信号が入力された場合、映像信号の低域成分を第1データ列信号、映像信号の高域成分を第2データ列信号、映像信号の超高域成分を第3データ列信号に割り当てることが考えられる。分離された3つの信号は、変調器4の内部の変調入力部61に入力される。ここでは外部信号に基づき信号点の位置を変調もしくは変更する信号点位置変調/変更回路67があり外部信号に応じて信号点の位置を変調もしくは変更する。変調器4の中では直交した2つの搬送波の各々に振幅変調を行い、多値のQAM信号を得る。変調入力部61からの信号は第1AM変調器62と第2AM変調器63に送られる。 $\cos(2\pi f_c t)$ なる搬送波発生器64からの搬送波のうち一つは第1AM変調器62によりAM変調され、合成器65に送られ、もう一つの搬送波は $\pi/2$ 移相器66に送られ $90^\circ$ 移相されて、 $\sin(2\pi f_c t)$ の状態第2AM変調器63に送られ、多値の振幅変調を受けた後、合成器65で、第2AM変調波と合成され、送信部5により送信信号として出力される。この方式そ

のものは従来より一般的に実施されているため詳しい動作の説明は省略する。

【0027】図3の16値の一般的なQAMの信号スペースダイアグラムの第1象限を用い動作を説明する。変調器4で発生する全ての信号は、直交した2つの搬送波  $A\cos 2\pi f_c t$  のベクトル81と  $B\sin 2\pi f_c t$  のベクトル82の2つのベクトルの合成ベクトルで表現できる。0点からの合成ベクトルの先端を信号点と定義すると、16値QAMの場合  $a_1, a_2, a_3, a_4$  の4値の振幅値と  $b_1, b_2, b_3, b_4$  の4値の振幅値の組み合わせにより合計16ケの信号点が設定できる。図3の第1象限では信号点83の  $C_{11}$ 、信号点84の  $C_{12}$ 、信号点85の  $C_{22}$ 、信号点86の  $C_{21}$  の4つの信号が存在する。

【0028】  $C_{11}$  はベクトル  $0-a_1$  とベクトル  $0-b_1$  の合成ベクトルであり、 $C_{11}=a_1\cos 2\pi f_c t-b_1\sin 2\pi f_c t=A\cos(2\pi f_c t+d\pi/2)$  となる。

【0029】ここで図3の直交座標上における  $0-a_1$  間の距離を  $A_1$ 、 $a_1-a_2$  間を  $A_2$ 、 $0-b_1$  間を  $B_1$ 、 $b_1-b_2$  間を  $B_2$  と定義し、図上に示す。

【0030】図4の全体ベクトル図に示すように、合計16ケの信号点が存在する。このため各点を4bitの情報に対応させることにより、4bitの情報伝送が1周期つまり1タイムスロット中に可能となる。

【0031】図5に2進法で各点を表現した場合のその一般的な割り付け例を示す。当然、各信号点間の距離が離れている程、受信機の方で区別し易い。従って、一般的には各信号点間の距離を、できるだけ離すような配置にする。もし、特定の信号点間の距離を近付けた場合、受信機ではその2点間の識別が困難となり、エラーレートが悪くなる。従って一般的には図5のように等間隔の配置にするのが望ましいといわれている。従って16QAMの場合  $A_1=A_2/2$  なる信号点の配置が一般的に実施されている。

【0032】さて、本発明の送信機1の場合、まず、データを第1データ列と第2データ列場合により第3データ列に分割する。そして図6に示すように、16ケの信号点もしくは信号点群を4つの信号点群に分割し、第1データ列の4つのデータをまず、各々の信号点群に割り当てる。つまり第1データ列が11の場合第1データ象限の第1信号点群91の4つの信号点のうちのいずれか一つを送信し、01の場合は第2象限の第2信号点群92、00の場合、第3象限の第3信号点群93、10の場合第4象限の第4信号点群94、の中の各々4つの信号点の中から一つの信号点を第2データ列の値に応じて選択して送信する。次に16QAMの場合第2データ列の2bit、4値のデータ、64値QAMの場合4bit、16値のデータを91、92、93、94の各分割信号点群の中の4つの信号点もしくは副信号点群に図7のように割り当てる。どの象限も対象配置となる。信号点の91、92、93、94への割り当ては第1デー

タ群の2bitデータにより優先的に決められる。こうして第1データ列の2bitと第2データ列の2bitは全く独立して送信できる。そして第1データ列は受信機のアンテナ感度が一定値以上あれば4PSK受信機でも復調できる。アンテナにさらに高い感度があれば本発明の変形16QAM受信機で第1データ群と第2データ群の双方が復調できる。

【0033】ここで図8に、第1データ列の2ビットと第2データ列の2ビットの割り当て例を示す。

【0034】この場合、HDTV信号を低域成分と高域成分に分け第1データ列に低域映像信号を割り当て、第2データ列に高域映像信号を割り当てることにより、4PSKの受信システムでは第1データ列のNTSC相当の映像を、16QAM又は、64QAMの受信システムでは第1データ列と第2データ列の双方が再生でき、これらを加算して、HDTVの映像を得ることができる。

【0035】ただ図9のように信号点間距離を等距離にした場合、4PSK受信機からみて第1象限に斜線で示した部分との間のスレシホールド距離がある。スレシホールド距離を  $A_{70}$  とすると4PSKを送るだけなら  $A_{70}$  の振幅でよい。しかし  $A_{70}$  を維持しながら16QAMを送ろうとすると  $3A_{70}$  つまり3倍の振幅が必要である。つまり、4PSKを送信する場合に比べて、9倍のエネルギーを必要とする。何も配慮をしないで4PSKの信号点を16QAMモードで送ることは電力利用効率が悪い。また搬送波の再生も難しくなる。衛星伝送の場合使用できる電力は制約される。このような電力利用効率の悪いシステムは、衛星の送信電力が増大するまで現実的でない。将来デジタルTV放送が開始されると4PSKの受信機が大量に出回ることが予想されている。一旦普及した後はこれらの受信感度を上げることは受信機の両立性の問題が発生するため不可能といえる。従って、4PSKモードの送信電力は減らせない。このため16QAMモードで疑似4PSKの信号点を送る場合、送信電力を従来の16QAMより下げる方式が必要となることが予想される。そうしないと限られた衛星の電力では送信できなくなる。

【0036】本発明の特徴は図10のように図番91～94の4つの分割信号点群の距離を離すことにより、疑似4PSK型16QAM変調の送信電力を下げるができる点にある。

【0037】ここで受信感度と送信出力との関係を明らかにするために図1に戻りデジタル送信機51と第1受信機23の受信方式について述べる。

【0038】まず、デジタル送信機51と第1受信機23は一般的な伝送装置で、データ伝送もしくは放送を含む映像伝送を行っている。図7に示すようにデジタル送信機51は4PSK送信機であり、の図2で説明した多値QAMの送信機1からAM変調機能を除いたものである。入力信号は入力部52を介して変調器54に入力さ

れる。変調器54では変調入力部121により、入力信号を2つの信号に分けて基準搬送波を位相変調する第1-2相位相変調回路122と基準搬送波と90°位相が異なる搬送波を変調する第2-2相位相変調回路123に送り、これらの位相変調波は合成器65で合成され、送信部55により送信される。

【0039】この時の変調信号スペースダイアグラムを図18に示す。4つの信号点を設定し、電力利用効率を上げるために一般的には信号点間距離は等間隔にするのが常識となっている。一つの例として、信号点125を(11)、信号点126を(01)、信号点127を(00)、信号点128を(10)と定義した場合を示す。この場合4PSKの第1受信機23が満足なデータを受信するためにはデジタル送信機51の出力に一定以上の振幅値が要求される。図18で説明すると第1受信機23がデジタル送信機51の信号を4PSKで受信するのに最低必要な送信信号の最低振幅値つまり $0-a_1$ 間の距離を $A_{ro}$ と定義すると送信限界の最低振幅 $A_{ro}$ 以上で送信すれば、第1受信機23が受信可能となる。

【0040】次に第1受信機23について述べる。第1受信機23は送信機1からの送信信号もしくはデジタル送信機51からの4PSKの送信信号を衛星10の中継器12を介して、小型のアンテナ22で受信し、復調器24により受信信号を4PSK信号とみなして復調する。第1受信機23は本来、デジタル送信機51の4PSKまたは2PSKの信号を受信し、デジタルTV放送やデータ送信等の信号を受信するように設計されている。

【0041】図19は第1受信機の構成ブロック図で衛星12からの電波をアンテナ22で受信した、この信号は入力部24より入力した後、搬送波再生回路131と $\pi/2$ 移相器132により搬送波と直交搬送波が再生され、各々第1位相検出回路133と第2位相検出回路134により、直交している成分が各々独立して検波され、タイミング波抽出回路135によりタイムスロット別に各々独立して識別され、第1識別再生回路136と第2識別再生回路137により2つの独立した復調信号は第1データ列再生部232により第1データ列に復調され、出力部26により出力される。

【0042】ここで受信信号を図20のベクトル図を用いて説明する。デジタル送信機51の4PSKの送信電波に基づき第1受信機23で受信され信号は、もし伝送歪みやノイズが全くない理想的な条件では図20の151~154の4つの信号点で表せる。

【0043】しかし、実際は伝送路中のノイズと伝送系の振幅歪みや位相歪みの影響を受け受信された信号点は信号点の周囲のある一定の範囲に分布する。信号点から離れると隣の信号点と判別できなくなるためエラーレートが次第に増え、ある設定範囲を越えるとデータを復元できなくなる。最悪条件の場合でも設定されたエラーレ

ート以内で復調するためには隣接信号点間距離をとればよい。この距離を $2A_{ro}$ と定義する。4PSKの限界受信入力の時信号点151が図20の $|0-a_{r1}| \geq A_{ro}$ 、 $|0-b_{r1}| \geq A_{ro}$ の斜線で示す第1弁別領域155に入るように伝送システムを設定すれば、後は搬送波が再生できれば復調できる。アンテナ22の設定した最低の半径値を $r_o$ とすると、送信出力をある一定以上にすれば全てのシステムで受信できる。図18における送信信号の振幅は第1受信機23の4PSK最低受信振幅値、 $A_{ro}$ になるようにに設定する。この送信最低振幅値を $A_{ro}$ と定義する。このことによりアンテナ22の半径が $r_o$ 以上なら受信条件が最悪であっても第1受信機23はデジタル送信機51の信号を復調できる。本発明の変形16QAM、64QAMを受信する場合第1受信機23は搬送波を再生することが、困難となる。このため図25(a)のように送信機1が $(\pi/4 + n\pi/2)$ の角度上の位置に8つの信号点を配置し送信すれば、4連倍方式により搬送波を再生できる。又、図25(b)のように $n\pi/8$ の角度の延長線上に16ヶの信号点を配置すれば搬送波再生回路131に16連倍方式の搬送波再生方式を採用することにより信号点が縮退し疑似4PSK型16QAM変調信号の搬送波を容易に再生できる。この場合 $A_1/(A_1+A_2) = \tan(\pi/8)$ となるように送信機1の信号点を設定し送信すればよい。ここでQPSK信号を受信する場合を考えてみる。図2の送信機の信号点位置変調/変更回路67のように信号点位置は(図18)のQPSK信号の信号点位置をAM等の変調を重畳することもできる。この場合第1受信機23の信号点位置復調部138は信号点の位置変調信号もしくは位置変更信号をPM、AM等の復調する。そして送信信号から第1データ列と復調信号を出力する。

【0044】次に送信機1に戻り図9のベクトル図を用いてここで送信機1の16PSKの送信信号を説明すると図9のように信号点83の水平ベクトル方向の振幅 $A_1$ を図18のデジタル送信機51の4PSK最低送信出力 $A_{ro}$ より大きくする。すると、図9の第1象限の信号点83、84、85、86の信号は斜線で示す第14PSK受信可能領域87に入る。これらの信号を第1受信機23で受信した場合、この4つの信号点は図20の受信ベクトル図の第1弁別領域に入る。従って、第1受信機23は図9の信号点83、84、85、86のいずれを受信しても図20の信号点151と判断し、(11)なるデータをこのタイムスロットに復調する。このデータは図8に示したように、送信機1の第1分割信号点群91の(11)、つまり第1データ列の(11)である。第2象限、第3象限、第4象限の場合も同様にして第1データ列は復調される。つまり、第1受信機23は16QAMもしくは32QAMもしくは64QAMの送信機1からの変調信号の複数のデータ列のうち、第1デ

ータ列の 2 bit のデータのみを復調することになる。この場合は第 2 データ列や第 3 データ列の信号は全て第 1 ～第 4 の分割信号点群 9 1 に包含されるため第 1 データ列の信号の復調には影響を与えない。しかし搬送波の再生には影響を与えるので後で述べるような対策が必要である。

【0045】もし、衛星の中継器の出力に限界がないなら図 9 のような従来の信号点等距離方式の一般の 16 ～64 QAM で実現できる。しかし、前述のように地上伝送と違い、衛星伝送では衛星の重量が増えると打ち上げコストが大幅に増大する。従って本体の中継器の出力限界と太陽電池の電力の限界から送信出力は制約されている。この状態はロケットの打ち上げコストが技術革新により安くない限り当分続く。送信出力は通信衛星の場合 20 W、放送衛星でも 100 W ～ 200 W 程度である。従って、図 9 のような信号点等距離方式の 16 QAM で 4 PSK を伝送しようとした場合 16 QAM の振幅は  $2A_1 = A_2$  であるから 3  $A_{TO}$  必要となり電力で表現すると 9 倍必要となる。両立性をもたせるために 4 PSK の 9 倍の電力が必要である。かつ 4 PSK の第 1 受信機も小型のアンテナで受信可能にしようとすると、現在、計画されている衛星ではこれだけの出力を得ることは難しい。例えば 40 W のシステムでは 360 W 必要となり経済的に実現できなくなる。

【0046】ここで、考えてみると確かに全ての受信機が同じ大きさのアンテナの場合、同じ送信電力なら等距離信号点方式外地番効率が良い。しかし大きさの異なるアンテナの受信機群とを組合わせたシステムを考えてみると新たな伝送方式が構成できる。

【0047】これを具体的に述べると 4 PSK は小型のアンテナを用いた簡単に低コストの受信システムで受信させ受信者数を増やす。次に 16 QAM は中型アンテナを用いた高性能であるが高コストの多値復調受信システムで受信させ投資に見合った HDTV 等の高付加価値サービスを行い特定の受信者に対象を限定すればシステムとして成立する。こうすれば送信出力を若干増加させるだけで 4 PSK と 16 QAM、場合により 64 DMA を階層的に送信することができる。

【0048】例えば図 10 のように  $A_1 = A_2$  となるように信号点間隔をとることにより、全送信出力を下げるができる。この場合 4 PSK を送信するための振幅  $A(4)$  はベクトル 95 で表現でき、 $2A_1^2$  の平方根となる。全体の振幅  $A(16)$  はベクトル 96 で表現でき  $(A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2$  の平方根となる。

【0049】

$$|A(4)|^2 = A_1^2 + B_1^2 = A_{TO}^2 + A_{TO}^2 = 2A_{TO}^2$$

$$|A(16)|^2 = (A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2 = 4A_{TO}^2 + 4A_{TO}^2 = 8A_{TO}^2$$

$$|A(16)| / |A(4)| = 2$$

つまり、4 PSK を送信する場合の 2 倍の振幅、4 倍の

送信エネルギーで送信できる。等距離信号点で伝送する一般的な受信機では変形 16 値 QAM の復調はできないが  $A_1$  と  $A_2$  の 2 つの閾値を予め設定することにより第 2 受信機 33 で受信できる。図 10 の場合、第 1 分割信号点群 9 1 の中の信号点の最短距離は  $A_1$  であり、4 PSK の信号点間距離  $2A_1$  と比べると  $A_2 / 2A_1$  なる。 $A_1 = A_2$  より  $1/2$  の信号点間距離となり、同じエラーレートを得ようとする 2 倍の振幅の受信感度、エネルギーでは 4 倍の受信感度が必要となる。4 倍の受信感度を得るには、第 2 受信機 33 のアンテナ 32 の半径  $r_2$  を第 1 受信機 23 のアンテナ 22 の半径  $r_1$  に比べて 2 倍すなわち  $r_2 = 2r_1$  にすればよい。例えば第 1 受信機 23 のアンテナが直径 30 cm なら第 2 受信機 33 のアンテナ直径を 60 cm にすれば実現できる。このことにより第 2 データ列の復調により、これを HDTV の高域成分に割り当てれば HDTV 等の新たなサービスが同一チャンネルで可能となる。サービス内容が倍増することから受信者はアンテナと受信機の投資に見合った分のサービスを受けることができる。従って第 2 受信機 33 はその分高コストでもよい。ここで、4 PSK のモード受信のために最低送信電力が決まっているため、図 10 の  $A_1$  と  $A_2$  の比率により 4 PSK の送信電力に対する変形 16 APSK の送信電力比  $n_{16}$  と第 2 受信機 33 のアンテナ半径  $r_2$  が決定する。

【0050】この最適化を計るため計算してみると、4 PSK の最低必要な送信エネルギーは  $\{(A_1 + A_2) / A_1\}^2$  倍これを  $n_{16}$  と定義すると、変形 16 値 QAM で受信するときの信号点間距離は  $A_2$ 、4 PSK で受信するときの信号点間距離は  $2A_1$ 、信号点間距離の比率は  $A_2 / 2A_1$ 、であるから受信アンテナの半径を  $r_2$  とすると図 11 のような関係となる。曲線 101 は送信エネルギー倍率  $n_{16}$  と第 2 受信機 23 のアンテナ 22 の半径  $r_2$  の関係を表す。

【0051】点 102 は等距離信号点の場合の 16 QAM を送信する場合で、前述のとおり 9 倍の送信エネルギーを必要とし実用的ではない。図 11 から  $n_{16}$  を 5 倍以上増やしても第 2 受信機 23 のアンテナ半径  $r_2$  はさほど小さくならないことがグラフからわかる。

【0052】衛星の場合、送信電力は限定されており、一定値以上はとれない。このことから  $n_{16}$  は 5 倍以下が望ましいことが明らかになる。この領域を図 11 の領域 103 の斜線で示す。例えばこの領域内なら例えば点 104 は送信エネルギー 4 倍で第 2 受信機 23 のアンテナ半径  $r_2$  は 2 倍になる。また、点 105 は送信エネルギーが 2 倍で  $r_2$  は約 5 倍になる。これらは、実用化可能な範囲にある。

【0053】 $n_{16}$  が 5 より小さいことを  $A_1$  と  $A_2$  で表現すると

$$n_{16} = ((A_1 + A_2) / A_1)^2 \leq 5$$

$$A_2 \leq 1.23 A_1$$

図10から分割信号点群間の距離を $2A(4)$ 、最大振幅を $2A(16)$ とすると、 $A(4)$ と $A(16)-A(4)$ は $A_1$ と $A_2$ に比例する

従って

$$\{A(16)\}^2 \leq 5\{A(14)\}^2 \text{とすればよい}$$

次に変形の64APSK変調を用いた例を示す。第3受信機43は、64値QAM復調ができる。

【0054】図12のベクトル図は図10のベクトル図の分割信号点群を4値から16値に増加させた場合である。図12の第1分割信号点群91の中には信号点170を始めとして $4 \times 4 = 16$ 値の信号点が等間隔に配置されている。この場合、4PSKとの両用性をもたせるため送信振幅の $A_1 \geq A_{70}$ に設定しなければならない。第3受信機43のアンテナの半径を $r_3$ として、送信、出力信号 $n64$ と定義した場合の $r_3$ の値を、同様に求めて

$$r_3^2 = \{6^2 / (n-1)\} r_1^2$$

となり、図13 64値QAMの半径 $r_3$ -出力倍数 $n$ のようなグラフとなる。

【0055】ただし、図12のような配置では第2受信機33で受信した場合4PSKの2bitしか復調できないので第1、第2、第3の3つの両立性を成立させるには、第2受信機33に変形64値QAM変調波から変形16値QAMを復調する機能をもたせることが望ましい。

【0056】図14のように3階層の信号点のグルーピングを行うことにより3つの受信機の両立性が成立する。第1象限だけで説明すると、第1分割信号点群91は第1データ列の2bitの(11)を割りあてたことは述べた。

【0057】次に、第1副分割信号点群181には第2データ列の2bitの(11)を割りあてる。第2副分割信号点群182には(01)を、第3副分割信号点群183には(00)を第4副分割信号点群184には(10)を割りあてる。このことは図7と等価である。

【0058】図15の第1象限のベクトル図を用いて第3データ列の信号点配置を詳しく説明すると例えば信号点201, 205, 209, 213を(11)、信号点202, 206, 210, 214を(01)、信号点203, 207, 211, 215を(00)、信号点204, 208, 212, 216を(10)とすれば、第3データ列の2bitのデータを第1データ、第2データと独立して、3階層の2bitデータが独立して伝送できる。

【0059】6bitのデータが送るだけでなく本発明の特徴として3つのレベルの性能の異なる受信機で、2bit, 4bit, 6bitの異なる伝送量のデータが伝送できしかも、3つの階層の伝送間の両立性をもたせることができる。

【0060】ここで、3階層伝送時の両立性をもたせる

ために必要な信号点の配置方法を説明する。

【0061】図15にあるように、まず、第1データ列のデータを第1受信機23で受信させるためには、 $A_1 \geq A_{70}$ であることはすでに述べた。

【0062】次に第2データ列の信号点、例えば図10の信号点91と図15の副分割信号点群の182, 183, 184の信号点と区別できるように信号点間距離を確保する必要がある。

【0063】図15では $2/3 A_2$ だけ離れた場合を示す。この場合第1副分割信号点群181の内部の信号点201, 202の信号点間距離は $A_2/6$ となる。第3受信機43で受信する場合に必要な受信エネルギーを計算する。この場合、アンテナ32の半径を $r_3$ として、必要な送信エネルギーを4PSK送信エネルギーの $n_{64}$ 倍であると定義すると、

$$r_3^2 = (12 r_1)^2 / (n-1) \text{となる}$$

このグラフは図16の曲線221で表せる。例えば点222, 223の場合4PSK送信エネルギーの6倍の送信エネルギーが得られれば8倍の半径のアンテナで、また9倍の送信エネルギーなら6倍のアンテナで第1、第2、第3のデータ列が復調できることがわかる。この場合、第2データ列の信号点間距離が $2/3 A_2$ と近づくため

$$r_2^2 = (3 r_1)^2 / (n-1) \text{となり}$$

曲線223のように若干第2受信機33のアンテナ32を大きくする必要がある。

【0064】この方法は、現時点のように衛星の送信エネルギーが小さい間は第1データ列と第2データ列を送り、衛星の送信エネルギーが大巾に増加した将来において第1受信機23や第2受信機33の受信データを損なうことなく、また改造することなく第3データ列を送ることができるという両立性と発展性の両面の大きな効果が得られる。

【0065】受信状態を説明するために、まず第2受信機33から述べる。前述の第1受信機23が本来半径 $r_1$ の小さいアンテナでデジタル送信機51の4PSK変調信号及び送信機1の第1データ列を復調できるように設定してあるのに対し、第2受信機33では送信機1の図10に示した16値の信号点つまり第2データ列の16QAMの2ビットの信号を完全に復調できる。第1データ列と合わせて4bitの信号を復調できる。この場合 $A_1$ ,  $A_2$ の比率が送信機により異なる。このデータを図21の復調制御部231で設定し、復調回路に閾値を送る。これによりAM復調が可能となる。

【0066】図21の第2受信機33のブロック図と、図19の第1受信機23のブロック図はほぼ同じ構成である。違う点は、まずアンテナ32がアンテナ22より大きい半径 $r_2$ をもっている点にある。このため、より信号点間距離の短い信号を弁別できる。次に、復調器35の内部に復調制御部231と、第1データ列再生部2



32と第2データ列再生部233をもつ。第1識別再生回路136は変形16QAMを復調するためAM復調機能をもっている。この場合、各搬送波は4値の値を持ち、零レベルと±各2値の閾値をもつ。本発明の場合、変形16QAM信号のため、図22の信号ベクトル図のように閾値が送信機の送信出力により異なる。従って、 $TH_{16}$ を基準化したスレシホールド値とすると、図22から明らかなように

$$TH_{16} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

となる。

【0067】この $A_1$ 、 $A_2$ もしくは $TH_{16}$ 及び、多値変調の値 $m$ の復調情報は、送信機1より、第1データ列の中に含めて送信される。また復調制御部231が受信信号を統計処理し復調情報を求める方法もとれる。

【0068】図26を用いてシフトファクター $A_1/A_2$ の比率を決定していく方法を説明する。 $A_1/A_2$ を変えると閾値が変わる。受信機側で設定した $A_1/A_2$ が送信機側で設定した $A_1/A_2$ の値から離れるに従いエラーは増える。図26の第2データ列再生部233からの復調信号を復調制御回路231にフィードバックしてエラーレートが減る方向にシフトファクター $A_1/A_2$ を制御することにより第3受信機43はシフトファクターを $A_1/A_2$ を復調しなくても済むため回路が簡単になる。また送信機は $A_1/A_2$ を送る必要がなくなり伝送容量が増えるという効果がある。これを第2受信機33に用いることもできる。復調制御回路231はメモリー231aを持つ。TV放送のチャンネル毎に異なるしきい値、つまりシフト比や信号点数や同期ルールを記憶し再びそのチャンネルを受信するとき、この値を呼び出すことにより受信が速く安定するという効果がある。

【0069】この復調情報が不明の場合、第2データ列の復調は困難となる。以下、(図24)のフローチャートを用いて説明する。

【0070】復調情報が得られない場合でもステップ313の4PSKの復調及びステップ301の第1データ列の復調はできる。そこで、ステップ302で第1データ列再生部232で得られる復調情報を復調制御部231に送る。復調制御部231はステップ303で $m$ が4又は2ならステップ313の4PSKもしくは2PSKの復調を行う。NOならステップ304で $m$ が8又は16ならステップ305へ向う。NOの場合はステップ310へ向う。ステップ305では $TH_8$ と $TH_{16}$ の演算を行う。ステップ306で復調制御部231はAM復調の閾値 $TH_{16}$ を第1識別再生回路136と第2識別再生回路137に送り、ステップ307、315で変形16QAMの復調と第2データ列の再生がなされる。ステップ308でエラーレートがチェックされ、悪い場合はステップ313に戻り、4PSK復調を行なう。

【0071】またこの場合、図22の信号点85、83は $\cos(\omega t + n\pi/2)$ の角度上にあるが、信号点

84、86はこの角度上にない。従って図21の第2データ列再生部233より搬送波再生回路131へ第2データ列の搬送波送出情報を送り信号点84、86のタイミングの信号からは搬送波を抽出しないように設定してある。

【0072】第2データ列が復調不能な場合を想定して送信機1は第1データ列により搬送波タイミング信号を間欠的に送っている。この信号により第2データ列が復調できなくても、第1データ列のみでも信号点83、

85がわかる。このため、搬送波再生回路131に搬送波送出情報を送ることにより搬送波が再生できる。

【0073】次に送信機1より、図23に示すような変形64QAMの信号が送られてきた場合、図24のフローチャートに戻るとステップ304で $m$ が16でないか判断されステップ310で $m$ が64以下かがチェックされ、ステップ311で等距離信号点方式でない場合、ステップ312に向かう。ここでは変形64QAM時の信号点間距離 $TH_{64}$ を求めると

$$TH_{64} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

であり、 $TH_{16}$ と同じである。しかし、信号点間距離が小さくなる。

【0074】第1副分割信号点群181の中にある信号点間の距離を $A_3$ とすると、第1副分割信号点群181と第2副分割信号点群182の距離は $(A_2 - 2A_3)$ 、基準化すると $(A_2 - 2A_3) / (A_1 + A_2)$ となる。これを $d_{64}$ と定義すると、 $d_{64}$ が第2受信機33の弁別能力 $T_2$ 以下である場合、弁別できない。この場合、ステップ313で判断し、 $d_{64}$ が許容範囲外であればステップ313の4PSKモードに入る。弁別範囲にある場合はステップ305へ向う、ステップ307の16QAMの復調を行う。ステップ308でエラーレートが大きい場合は、ステップ313の4PSKモードに入る。

【0075】この場合、送信機1が図25(a)に示すような信号点の変形8QAM信号を送信すれば、全ての信号点が $\cos(2\pi f + n \cdot \pi/4)$ の角度上にあるため、4通倍回路により、全ての搬送波が同じ位相に縮退されるため搬送波の再生が簡単になるという効果が生まれる。この場合、配慮をしていない4PSK受信機でも第1データ列の2bitは復調でき、第2受信機33では第2データ列の1bitが再生でき、合計3bit再生できる。

【0076】次に第3受信機43について述べる。図26は第3受信機43のブロック図で、図21の第2受信機33とほぼ同じ構成となる。違う点は第3データ列再生部234が追加されていることと識別再生回路に8値の識別能力があることにある。アンテナ42の半径 $r_3$ が $r_2$ よりさらに大きくなるため、より信号点間距離の近い信号、例えば32値QAMや64値QAMも復調できる。このため、64値QAMを復調するため、第1識別再生回路136は検信号波に対し、8値のレベルを弁

別する必要がある。この場合7つの閾値レベルが存在する。このうち1つは0のため1つの象限には3つの閾値が存在する。

【0077】図27の信号スペースダイアグラムに示すように、第1象限では3つの閾値が存在する。

【0078】図27に示すように3つの正規化された閾値、 $TH_{1\epsilon 4}$ と $TH_{2\epsilon 4}$ と $TH_{3\epsilon 4}$ が存在する。

【0079】

$$TH_{1\epsilon 4} = (A_1 + A_3 / 2) / (A_1 + A_2)$$

$$TH_{2\epsilon 4} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

$$TH_{3\epsilon 4} = (A_1 + A_2 - A_3 / 2) / (A_1 + A_2)$$

で表わせる。

【0080】この閾値により、位相検波した受信信号をAM復調することにより、図21で説明した第1データ列と第2データ列と同様にして第3データ列のデータが復調される。図23のように第3データ列は例えば第1副分割信号群181の中の4つの信号点201、202、203、204の弁別により、4値つまり2bitとれる。こうして6bitつまり変形64値QAMの復調が可能となる。

【0081】この時の復調制御部231は第1データ列再生部232の第1データ列に含まれる復調情報により、 $m$ 、 $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ の値がわかるのでその閾値 $TH_{1\epsilon 4}$ と $TH_{2\epsilon 4}$ と $TH_{3\epsilon 4}$ を計算して第1識別再生回路136と第2識別再生回路137に送り、変形64QAM復調を確実に行うことができる。この場合復調情報にはスクランブルがかかっているので許可された受信者しか64QAMを復調できないようにすることもできる。図28は変形64QAMの復調制御部231のフローチャートを示す。(図24)の16値QAMのフローチャートと違う点のみを説明する。図28のステップ304よりステップ320になり $m=32$ ならステップ322の32値QAMを復調する。N0ならステップ321で $m=64$ か判別し、ステップ323で $A_3$ が設定値以下から再生できないため、ステップ305に向い、図24と同じフローチャートになり、変形16QAMの復調を行なう。ここでステップ323に戻ると、 $A_3$ が設定値以上ならステップ324で閾値の計算を行い、ステップ325で第1、第2識別再生回路へ3つの閾値を送りステップ326で変形64QAMの再生を行い、ステップ327で第1、第2、第3データの再生を行い、ステップ328でエラーレートが大きければステップ305に向い16QAM復調をして小さければ64QAM復調を継続する。

【0082】ここで、復調に重要な搬送波再生方式について述べる。本発明は変形16QAMや、変形64QAMの第1データ列を4PSK受信機で再生させるところに特徴の一つがある。この場合、通常の4PSK受信機を用いた場合は搬送波の再生が困難となり正常な復調ができない。これを防止するため送信機側と受信機側でい

くつかの対策が必要となる。

【0083】本発明による方法として2通りの方式がある。第1の方式は一定規則に基づき間欠的に $(2n-1)\pi/4$ の角度上の信号点を送る方法である。第2の方式は $n\pi/8$ の角度上に略略、全ての信号点を配置し送信する方法である。

【0084】第一の方法は、図38に示したように4つの角度、 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ の角度上にある信号点例えば信号点83、85の信号を送る時、図38の送信信号のタイムチャート図の中のタイムスロット群451のうち斜線で示す間欠的に送られる同期タイムスロット452、453、454、455をある一定の規則に基づき設定する。そして、この期間中に必ず上記角度上の8つの信号点の中のひとつの信号点を送信する。それ以外のタイムスロットでは任意の信号点を送信する。そして送信機1は、このタイムスロットを送る上記の規則を図41に示すデータの同期タイミング情報部499に配置して送信する。

【0085】この場合の送信信号の内容を図41を用いてさらに詳しく説明すると同期タイムスロット452、453、454、455を含むタイムスロット群451は1つの単位データ列491、 $D_n$ を構成する。

【0086】この信号には同期タイミング情報の規則に基づき間欠的に同期タイムスロットが配置されているので、この配置規則がわかれば、同期タイムスロットにある情報を抽出することにより搬送波再生は容易にできる。

【0087】一方データ列492のフレームの先頭部分には、Sで示す同期領域493がありこれは斜線で示す同期タイムスロットだけで構成されている。この構成により上記の搬送波再生用の抽出情報が多くなるので4PSK受信機の搬送波再生が確実にしかも早くできるという効果がある。

【0088】この同期領域493は、S1、S2、S3で示す同期部496、497、498、等を含み、この部分には、同期のためのキーワードや前述の復調情報が入っている。さらに $I_T$ で示す位相同期信号配置情報部499もあり、この中には、位相同期タイムスロットの配置間隔の情報や配置規則の情報等の情報が入っている。

【0089】位相同期タイムスロットの領域の信号点は特定の位相しかもたないため搬送波は4PSK受信機でも再生できるため、位相同期部配置情報 $I_T$ の内容は確実に再生できるため、この情報入手後は搬送波を確実に再生できる。

【0090】図41の同期領域493の次に復調情報部501があり、変形多値QAM信号を復調するときに必要なスレシホールド電圧に関する復調情報が入っている。この情報は多値QAMの復調に重要なので、図41の同期領域502のように同期領域の中に復調情報502を



入れると復調情報の入手がより確実になる。

【0091】図42はTDMA方式によりバースト状の信号を送る場合の信号配置図である。図41との違いはデータ列492、 $D_n$ と他のデータ列との間にガードタイム521が設けられ、この期間中、送信信号は送信されない。またデータ列492の先頭部には同期をとるための同期部522が設けられている。この期間中は前述の $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点しか送信されない。従って4PSKの復調器でも搬送波が再生できる。こうしてTDMA方式でも同期及び搬送波再生が可能となる。

【0092】次に図19の第1受信機23の搬送波再生方式について図43と図44を用いて詳しく述べる。図43において入力した受信信号は入力回路24に入り、同期検波回路541で同期検波された復調信号の1つは出力回路542に送られ出力され、第1データ列が再生される。抽出タイミング制御回路543で図41の位相同期部配置情報部499が再生され、どのタイミングで $(2n-1)\pi/4$ の位相同期部の信号が入ってくるかわかり、図44のような間欠的な位相同期制御信号561が送られる。復調信号は逡倍回路545に送られ、4逡倍されて搬送波再生制御回路54に送られる。図44の信号562のように真の位相情報563の信号とそれ以外の信号を含む。タイミングチャート564の中の斜線に示すように $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点からなる位相同期タイムスロット452が間欠的に含まれる。これを位相同期制御信号564を用いて搬送波再生制御回路544により、サンプリングすることにより位相標本信号565が得られる。これをサンプリングホールドすることにより、所定の位相信号566が得られる。この信号はループフィルタ546を通り、VCO547に送られ搬送波が再生され、同期検波回路541に送られる。こうして図39の斜線に示すような $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点が抽出される。この信号を基に4逡倍方式により正確な搬送波が再生できる。この時、複数の位相が再生されるが図41の同期部496にユニークワードを入れることにより、搬送波の絶対位相を特定できる。

【0093】図40のように変形64QAM信号を送信する場合、略略 $(2n-1)\pi/4$ の位相の斜線で示す位相同期領域471の中の信号点に対してのみ位相同期タイムスロット452、452b等を送信機は送る。このため通常の4PSK受信機では搬送波は再生できないが、4PSKの第1受信機23でも、本発明の搬送波再生回路を装備することにより搬送波が再生できるという効果がある。

【0094】以上はコスタ方式の搬送波再生回路を用いた場合である。次に逆変調方式搬送波再生回路に本発明を用いた場合を説明する。

【0095】図45は本発明の逆変調方式搬送波再生回

路を示す。入力回路24からの受信信号は同期検波回路541により、復調信号が再生される。一方、第1遅延回路591により遅延された入力信号は4相位変調器592において上記復調信号により逆復調され搬送波信号となる。搬送波再生制御回路544を通過してきた上記搬送波信号は、位相比較器593に送られる。一方VCO547からの再生搬送波は第2遅延回路594により、遅延され、位相比較器593で前述の逆変調搬送波信号と位相比較され、位相差信号はループフィルタ546を通してVCO547に供給され、受信搬送波と同位相の搬送波が再生される。この場合、図43のコスタ形搬送波再生回路と同様にして、抽出タイミング制御回路543は図39の斜線で示した領域の信号点のみの位相情報をサンプリングさせるので16QAMでも64QAMでも、第1受信機23の4PSKの変調器で搬送波を再生できる。

【0096】次に、16逡倍方式により搬送波を再生する方式について述べる。図2の送信機1は、図46に示すように変形16QAMの信号点を $n\pi/8$ の位相に配置して変調および送信を行なう。図19の第1受信機23の方では、図48に示すような16逡倍回路661をもつコスタ型の搬送波再生回路を用いることにより、搬送波が再生できる。16逡倍回路661により、図46のような $n\pi/8$ の位相の信号点は第1象現に縮退されるためループフィルタ546とVCO541により搬送波が再生できる。ユニークワードを同期領域に配置することにより16相から絶対位相を抽出することもできる。

【0097】次に16逡倍回路の構成を説明する。復調信号から和回路662と差回路663により、和信号、差信号を作り、乗算器664で掛け合わせて $\cos 2\theta$ をつくる。また乗算器665では $\sin 2\theta$ をつくる。これらを乗算器666で乗算し、 $\sin 4\theta$ をつくる。

【0098】 $\sin 2\theta$ と $\cos 2\theta$ から、同様にして、和回路667差回路668と乗算器670により $\sin 8\theta$ をつくる。和回路671と差回路672と乗算器により $\cos 8\theta$ をつくる。そして乗算器674により $\sin 16\theta$ をつくることにより16逡倍ができる。

【0099】以上のような16逡倍方式により、図46のような信号点配置をした変形16QAM信号の全ての信号点の搬送波を特定の信号点を抽出することなしに再生できるという大きな効果がある。

【0100】また図47のような配置をした変形64QAM信号の搬送波も再生できるが、いくつかの信号点は同期領域471より若干ずれているので、復調時エラーレートが増えてしまう。

【0101】この対策として2つの方法がある。1つは同期領域をはずれた信号点の信号を送信しないことである情報量は減るが構成は簡単になるという効果がある。もう1つは図38で説明したように同期タイムスロット

を設けることである。タイムスロット群 451 の中の同期タイムスロットの期間中に斜線で示す  $n\pi/8$  の位相の同期位相領域 471、471a 等の信号点を送ることにより、この期間中に正確に同期をとることができるため位相誤差がすくなくなる。

【0102】以上のようにして 16 連倍方式により、簡単な受信機の構成で 4PSK 受信機により変形 16QAM や変形 64QAM の信号の搬送波を再生できるという大きな効果がある。また、さらに同期タイムスロットを設定した場合、変形 64QAM の搬送波再生時の位相精度を上げるという効果が得られる。

【0103】以上詳しく述べたように本発明の伝送装置を用いることにより、1つの電波帯域で複数のデータを階層構造で同時に伝送することができる。

【0104】この場合に、一つの送信機に対し異なる受信感度と復調能力をもつ 3つの階層の受信機を設定することにより、受信機の投資に見合ったデータ量を復調できるという特長がある。まず小さなアンテナと低分解能であるが低コストの第 1 受信機を購入した人受信者は第 1 データ列を復調再生できる。次に、中型のアンテナと中分解能の高コストの第 2 受信機を購入した受信者は第 1、第 2 データ列を再生できる。また、大型のアンテナと高分解能の、かなり高コストの第 3 受信機を購入した人は第 1、第 2、第 3 データ列の全て復調再生できる。

【0105】もし第 1 受信機を家庭用デジタル衛星放送受信機にすれば多数の一般消費者に受け容れられるような低い価格で受信機を実現できる。第 2 受信機は当初は大型のアンテナを必要とする上に高コストのため消費者全般には受け容れられるものではないが HDTV を視聴したい人々には多少高くても意味がある。第 3 受信機は衛星出力が増加するまでの間かなり大型の産業用アンテナが必要で家庭用には現実的でなく産業用途に当初は適している。例えば超高解像 HDTV 信号を送り、衛星により各地の映画館に伝送すれば、映画館をビデオにより電子化できる。このばあい映画館やビデオシアターの運営コストが安くなるという効果もある。

【0106】以上のように本発明を TV 伝送に応用した場合、3つの画質の映像サービスを 1つの電波の周波数帯域で提供でき、しかもお互いに両立するという大きな効果がある。実施例では 4PSK、変形 8QAM、変形 16QAM、変形 64QAM の例を示したが、32QAM や 256QAM でも実現できる。又、8PSK や 16PSK、32PSK でも実施できる。また実施例では衛星伝送の例を示したが地上伝送や有線伝送でも同様にして実現できることはいうまでもない。

【0107】(実施例 2) 実施例 2 は実施例 1 で説明した物理階層構造をエラー訂正能力の差別化等により論理的にさらに分割し、論理的な階層構造を追加したものである。実施例 1 の場合それぞれの階層チャンネルは電気信号レベルつまり物理的な復調能力が異なる。これに

し実施例 2 ではエラー訂正能力等の論理的な再生能力が異なる。具体的には例えば  $D_1$  の階層チャンネルの中のデータを例えば  $D_{1-1}$  と  $D_{1-2}$  の 2 つに分割し、この分割データの 1 つ例えば  $D_{1-1}$  データのエラー訂正能力を  $D_{1-2}$  データより高め、エラー訂正能力を差別化することにより、復調再生時に  $D_{1-1}$  と  $D_{1-2}$  のデータのエラー後調能力が異なるため、送信信号の C/N 値を低くしていった場合、 $D_{1-2}$  が再生できない信号レベルにおいても  $D_{1-1}$  は設定したエラーレート内に収まり原信号を再生できる。これは論理的な階層構造ということができる。つまり、変調階層チャンネルのデータを分割し、誤り訂正符号と積符号の使用等の誤り訂正の符号間距離の大きさを差別化することにより誤り訂正能力による論理的な階層構造が追加され、さらに細かい階層伝送が可能となる。

【0108】これを用いると、 $D_1$  チャンネルは  $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$  の 2 つのサブチャンネル、 $D_2$  チャンネルは  $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  の 2 つのサブチャンネルに増える。

【0109】これを入力信号の C/N 値と階層チャンネル番号の図 87 を用いて説明すると、階層チャンネル  $D_{1-1}$  は最も低い入力信号で再生できる。この CN 値を  $d$  とすると、 $CN=d$  の時、 $D_{1-1}$  は再生されるが  $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  は再生されない。次に  $CN=C$  以上になると  $D_{1-2}$  がさらに再生され、 $CN=b$  の時  $D_{2-1}$  が加わり、 $CN=a$  の時  $D_{2-2}$  が加わる。このように CN が上がるにつれて、再生可能な階層の総数が増えていく。逆をいうと CN が下がるにつれて、再生可能な階層の総数が減っていく。これを図 86 の伝送距離と再生可能 CN 値の図で説明する。一般的に図 86 実線 861 に示すように伝送距離が長くなるに従い、受信信号の C/N 値は低下する。図 85 で説明した  $CN=a$  となる地点の送信アンテナからの距離を  $L_a$  とし、 $CN=b$  では  $L_b$ 、 $CN=C$  では  $L_c$ 、 $CN=d$  では  $L_d$ 、 $CN=e$  では  $L_e$  となるとする。送信アンテナより  $L_d$  の距離より近い地域は図 85 で説明したように  $D_{1-1}$  チャンネルのみが再生できる。この  $D_{1-1}$  の受信可能範囲を斜線の領域 862 で示す。図から明らかなように  $D_{1-1}$  チャンネルが一番広い領域で再生できる。同様にして  $D_{1-2}$  チャンネルは送信アンテナより距離  $L_c$  以内の領域 863 で再生できる。距離  $L_c$  以内の範囲では領域 862 も含まれるため  $D_{1-1}$  チャンネルも再生できる。同様にして領域 864 では  $D_{2-1}$  チャンネルが再生でき、領域 865 では  $D_{2-2}$  チャンネルが再生可能となる。このようにして、C/N 値の劣化に伴わない伝送チャンネルが段階的に減少する階層型伝送ができる。データ構造を分離して階層構造にし、本発明の階層伝送を用いることにより、アナログ伝送のように C/N の劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型の伝送が可能となるという効果がある。

【0110】次に、具体的な構成を述べる。ここでは物理階層 2 層、論理階層 2 層の実施例を述べる。図 87 は

送信機 1 のブロック図である。基本的には実施例 1 で説明した図 2 の送信機のブロック図と同じなので詳しい説明は省略するが、エラー訂正符号エンコーダが付加されている点異なる。これを ECC エンコーダと略す。分離回路 3 は 1-1、1-2、2-1、2-2 の 4 つの出力をもち、入力信号を  $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  の 4 つの信号に分離して出力する。このうち、 $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$  信号は第 1 ECC エンコーダ 871a に入力され、各々、主 ECC エンコーダ 872a と副 ECC エンコーダ 873a に送られ、誤り訂正の符号化がなされる。

【0111】ここで主 ECC エンコーダ 872a は副 ECC エンコーダ 873a よりも強力なエラー訂正能力をもっている。このため、図 85 の CN-階層チャンネルのグラフで説明したように、復調再生時、 $D_{1-1}$  チャンネルは  $D_{1-2}$  チャンネルより低い C/N 値においても  $D_{1-1}$  は基準エラーレート以下で再生できる。 $D_{1-1}$  は  $D_{1-2}$  より C/N の低下に強い論理的な階層構造となっている。誤り訂正された  $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$  信号は合成器 874a で  $D_1$  信号に合成され、変調器 4 に入力される。一方、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  信号は第 2 ECC エンコーダ 871b の中の各々主エンコーダ 872b と副 ECC エンコーダ 873b により誤り訂正符号化され合成器 874b により  $D_2$  信号に合成され、変調器 4 により入力される。主 ECC エンコーダ 872b は副 ECC エンコーダ 873b よりエラー訂正能力が高い。この場合、変調器 4 は  $D_1$  信号、 $D_2$  信号より階層型の変調信号を作り、送信部 5 より送信される。以上のように図 87 の送信機 1 はまず実施例 1 で説明した変調による  $D_1$ 、 $D_2$  の 2 層の物理階層構造をもっている。この説明は既に述べた。次に、エラー訂正能力の差別化により  $D_{1-1}$  と  $D_{1-2}$  又は  $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  の各々 2 層の論理的階層構造をもっている。

【0112】次にこの信号を受信する状態を説明する。図 88 は受信機のブロック図である。図 87 の送信機の送信信号を受信した第 2 受信機 33 の基本構成は、実施例 1 の図 21 で説明した第 2 受信機 33 とほぼ同じ構成である。ECC デコーダ 876a、876b を追加した点異なる。この場合、QAM 変復調の例を示すが、ASK もしくは PSK、FSK 変復調でもよい。

【0113】さて、図 88 において、受信された信号は復調器 35 により  $D_1$ 、 $D_2$  信号として再生され分離器 3a、3b により、各々  $D_{1-1}$  と  $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  の 4 つの信号がつけられ、第 1 ECC デコーダ 876a と第 2 ECC デコーダ 876b に入力される。第 1 ECC デコーダ 876a では、 $D_{1-1}$  信号が主 ECC デコーダ 877a により誤り訂正されて合成部 37 に送られる。一方、 $D_{1-2}$  信号は副 ECC デコーダ 878a により誤り訂正され合成部 37 に送られる。同様にして第 2 ECC デコーダ 876b において  $D_{2-1}$  信号は主 ECC デコーダ 877b において、 $D_{2-2}$  信号は副 ECC デコーダ 878b において誤り訂正され、合成部 37 に入力され

る。誤り訂正された  $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  信号は合成部 37 において 1 つの信号となり出力部 36 より出力される。

【0114】この場合、論理階層構造により  $D_{1-1}$  は  $D_{1-2}$  より、また  $D_{2-1}$  は  $D_{2-2}$  より誤り訂正能力が高いため図 85 で説明したように、入力信号の C/N 値がより低い状態においても所定の誤り率が得られ、原信号を再生できる。

【0115】具体的に主 ECC デコーダ 877a、877b と副 ECC デコーダ 878a、878b の間に誤り訂正能力の差別化を行う方法を述べる。副 ECC デコーダにリードソロモン符号や BCH 符号のような標準的な符号間距離の符号化方式を用いた場合、主 ECC デコーダにリードソロモン符号とリードソロモン符号の両者の積符号や長符号化方式を用いた誤り訂正の符号間距離の大きい符号化方式を用いることにより誤り訂正能力に差をつけることができる。こうして論理的階層構造を実現できる。符号間距離を大きくする方法は様々な方法が知られているため他の方式に関しては省略する。本発明は基本的にはどの方式も適用できる。

【0116】ここで論理的な階層構造を図 89 の C/N と誤り訂正後のエラーレートの関係図を用いて説明する。図 89 において、直線 881 は  $D_{1-1}$  チャンネルの C/N とエラーレートの関係を示し、直線 882 は  $D_{1-2}$  チャンネルの C/N と訂正後のエラーレートの関係を示す。

【0117】入力信号の C/N 値が小さくなればなる程、訂正後のデータのエラーレートは大きくなる。一定の C/N 値以下では誤り訂正後のエラーレートがシステム設計時の基準エラーレート  $E_{th}$  以下に収まらず原データが正常に再生されない。さて、図 89 において徐々に C/N を上げてゆくと  $D_{1-1}$  信号の直線 881 が示すように C/N が e 以下の場合  $D_1$  チャンネルの復調ができない。  $e \leq C/N < d$  の場合  $D_1$  チャンネルの復調はできるが、 $D_{1-1}$  チャンネルのエラーレートは  $E_{th}$  を上回り、原データを正常に再生できない。

【0118】C/N = d の時、 $D_{1-1}$  は誤り訂正能力が  $D_{1-2}$  より高いため、誤り訂正後のエラーレートは点 885d に示すように  $E_{th}$  以下になり、データを再生できる。一方、 $D_{1-2}$  の誤り訂正能力は  $D_{1-1}$  ほど高くないため訂正後のエラーレートが  $D_{1-1}$  ほど低くないため訂正後のエラーレートが  $E_2$  と  $E_{th}$  を上回るため再生できない。従ってこの場合  $D_{1-1}$  のみが再生できる。

【0119】C/N が向上して C/N = C になった時、 $D_{1-2}$  の誤り訂正後のエラーレートが点 885c に示すように  $E_{th}$  に達するため、再生可能となる。この時点では  $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  つまり  $D_2$  チャンネルの復調は不確実な状況にある。C/N の向上に伴い、C/N = b' において  $D_2$  チャンネルが確実に復調できるようになる。

【0120】さらに C/N が向上し C/N = b になった

時点で、 $D_{2-1}$ のエラーレートが点885bに示すように  $E_{th}$ まで減少し、 $D_{2-1}$ が再生できるようになる。この時、 $D_{2-2}$ のエラーレートは  $E_{th}$ より大きいため再生できない。 $C/N=a$ になって点885aに示すように  $D_{2-2}$ のエラーレートが  $E_{th}$ にまで減少し  $D_{2-2}$ チャンネルが再生できるようになる。

【0121】このようにして、誤り訂正能力の差別化を用いることにより物理階層  $D_1$ 、 $D_2$ チャンネルをさらに2層の論理階層2分割し、計4層の階層伝送ができるという効果が得られる。

【0122】この場合、データ構造を高階層のデータが欠落しても原信号の一部が再生できるような階層構造にし、本発明の階層伝送と組み合わせることにより、アナログ伝送のように  $C/N$ の劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型伝送が可能となるという効果がある。特に、近年の画像圧縮技術は急速に進歩しているため、画像圧縮データを階層構造とし階層伝送と組み合わせした場合、同一地点間において、アナログ伝送よりはるかに高画質の映像を伝送すると同時に、アナログ伝送のように段階的に受信信号レベルに応じて画質を低くしながら広い地域で受信できる。このように従来のデジタル映像伝送にはなかった階層伝送の効果をデジタルによる高画質を保ちながら得ることができる。

【0123】(実施例3)以下本発明の第3の実施例について図面を参照しながら説明する。

【0124】図29は実施例3の全体図である。実施例3は本発明の伝送装置をデジタルTV放送システムに用いた例を示し、超高解像度の入力映像402は、第1画像エンコーダー401の入力部403に入力し、分離回路404により、第1データ列と第2データ列と第3データ列に分離され、圧縮回路405により圧縮され出力される。

【0125】他の入力映像406, 407, 408は各々第1画像エンコーダー401と同様の構成の第2画像エンコーダー409, 410, 411により圧縮され出力される。

【0126】これらの4組のデータのうち、第1データ列の4組の信号は、多重器412の第1多重器413によりTDM方式等の時間的に多重化されて、第1データ列として、送信機1に送られる。

【0127】第2データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器414により多重化され、第2データ列として送信機1に送られる。また、第3データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器415により多重化され、第3データ列として送信機1に送られる。

【0128】これらを受けて送信機1では3つのデータ列を変調器4により実施例1で述べた変調を行い、送信部5によりアンテナ6と伝送路7により、衛星10に送り中継器12により、第1受信機23等の3種の受信機に送られる。

【0129】第1受信機23では伝送路21により半径  $r_1$ の小径のアンテナ22で受けて、受信信号の中の第1データ列のみを第1データ列再生部232で再生し、第1画像デコーダー421によりNTSC信号もしくはワイドNTSC信号等の低解像度の映像出力425と426を再生し出力させる。

【0130】第2受信機33では、半径  $r_2$ の中径のアンテナ32で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233により第1データ列と第2データ列を再生し、第2画像デコーダー422により、HDTV信号等の高解像度の映像出力427もしくは映像出力425、426を再生し出力させる。

【0131】第3受信機43では、半径  $r_3$ の大径のアンテナ33で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233と第3データ列再生部234により、第1データ列と第2データ列と第3データ列を再生し、ビデオシッターや映画館用の超高解像度HDTV等の超高解像度の映像出力428を出力する。映像出力425、426, 427も出力できる。一般のデジタルTV放送は、デジタル送信機51から放送され、第1受信機23で受信した場合、NTSC等の低解像度の映像出力426として出力される。

【0132】では、次に図30の第1画像エンコーダー401のブロック図に基づき、構成を詳しく述べる。超高解像度の映像信号は入力部403に入力され、分離回路404に送られる。分離回路404ではサブバンドコーディング方式により4つの信号に分離する。QMF等の水平ローパスフィルタ451と水平ハイパスフィルタ452により、水平低域成分と水平高域成分に分離され、サブサンプリング部453, 454により、各々の成分はサンプリングレートを半分にした後、水平低域成分は垂直ローパスフィルタ455と垂直ハイパスフィルタ456により、各々水平低域垂直低域信号、略して  $H_LV_L$ 信号と水平低域垂直高域信号、略して  $H_LV_H$ 信号に分離され、サブサンプリング部457と458により、サンプリングレートを落として圧縮部405に送られる。

【0133】水平高域成分は、垂直ローパスフィルタ459と垂直ハイパスフィルタ460により、水平高域垂直低域信号、略して  $H_HV_L$ 信号と、水平高域垂直高域信号、略して  $H_HV_H$ 信号に分離され、サブサンプリング部461, 462によりサンプリングレートを下げて、圧縮部405に送られる。

【0134】圧縮部405では  $H_LV_L$ 信号を第1圧縮部471でDCT等の最適の圧縮を行い第1出力部472より第1データ列として出力する。

【0135】 $H_LV_H$ 信号は第2圧縮部473で圧縮され第2出力部464に送られる。 $H_HV_L$ 信号は第3圧縮部463により圧縮され第2出力部464へ送られる。 $H_HV_H$ 信号は分離回路465により高解像度映像記号(H

$H_H V_H 1$ )と超高解像度映像信号( $H_H V_H 2$ )に分けられ、 $H_H V_H 1$ は第2出力部464へ、 $H_H V_H 2$ は第3出力部468へ送られる。

【0136】次に図31を用いて第1画像デコーダ421を説明する。第1画像デコーダ421は第1受信機23からの出力、第1データ列つまり $D_1$ を入力部501に入力しデスクランブル部502によりスクランブルを解いた後伸長部503により、前述の $H_L V_L$ 信号に伸長した後画面比率変更回路504と出力部505により画面比率を変更してNTSC信号の画像506、NTSC信号でストライプ画面の画像507、ワイドTVのフル画面の画像508もしくは、ワイドTVのサイドパネル画面の画像509を出力する。この場合、ノンインタレースもしくはインタレースの2つの走査線のタイプが選べる。走査線もNTSCの場合525本と二重描画による1050本が得られる。また、デジタル送信機51からの4PSKの一般のデジタルTV放送を受信した場合は、第1受信機23と第1画像デコーダ421によりTV画像を復調、再生できる。次に図32の第2画像デコーダのブロック図を用いて第2画像デコーダを説明する。まず第2受信機33からの $D_1$ 信号は第1入力部521より入力し、第1伸長部522で伸長され、オーバーサンプリング部523により2倍のサンプリングレートになり垂直ローパスフィルタ524により、 $H_L V_L$ 信号が再生される。 $D_2$ 信号は第2入力部530より入力し、分離回路531により3つの信号に分離され、第2伸長部532と第3伸長部533と、第3伸長部534により各々伸長及び、デスクランブルされ、オーバーサンプリング部535、536、537により2倍のサンプリングレートとなり、垂直ハイパスフィルタ538、垂直ローパスフィルタ539、垂直ハイパスフィルタ540により送られる。 $H_L V_L$ 信号と $H_L V_H$ 信号は加算器525で加算され、オーバーサンプリング部541と水平ローパスフィルタ542により水平低域映像信号となり、加算器543に送られる。 $H_H V_L$ 信号と $H_H V_H 1$ 信号は加算器526により加算され、オーバーサンプリング部544と水平ハイパスフィルタ545により水平高域映像信号になり加算器543によりHDTV等の高解像度映像信号HD信号となり出力部546からHDTV等の画像出力547が出力される。場合によりNTSC信号も出力される。

【0137】図33は第3画像デコーダのブロック図で $D_1$ 信号は第1入力部521から $D_2$ 信号は第2入力部530から入力し高域画像デコーダ527により前述の手順でHD信号が再生される。 $D_3$ 信号は第3入力部551より入力し超高域部画像デコーダ552により伸長、デスクランブル、および合成され $H_H V_H 2$ 信号が再生される。この信号はHD信号と合成器553で合成され超高解像度TV信号、S-HD信号となり出力部554より超高解像度映像信号555が出力される。

【0138】次に図29の説明で触れた多重器401の具体的な多重化方法について述べる。図34はデータ配列図であり、第1データ列、 $D_1$ と第2データ列、 $D_2$ と第3データ列 $D_3$ に6つのNTSCチャンネル $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $L_4$ 、 $L_5$ 、 $L_6$ と6つのHDTVチャンネル $M_1 \sim M_6$ と6つのS-HDTVチャンネル $H_1 \sim H_6$ をTの期間中に、時間軸上にどう配置するかを描いたものである。図34はまずTの期間に $D_1$ 信号に $L_1$ から $L_6$ をTDM方式等で時間多重により配置するものである。 $D_1$ のドメイン601に第1チャンネルの $H_L V_L$ 信号を送る。次に $D_2$ 信号のドメイン602には第1チャンネルに相当する時間領域に第1チャンネルのHDTVとNTSCとの差分情報 $M_1$ つまり、前述の $H_L V_H$ 信号と $H_H V_L$ 信号と $H_H V_H 1$ 信号を送る。また $D_3$ 信号のドメイン603には第1チャンネルのスーパーHDTV差分情報 $H_1$ 、すなわち図30で説明した $H_H V_H - 2H_1$ を送る。

【0139】ここで第1チャンネルのTV局を選択した場合を説明する。まず小型アンテナと第1受信機23と第1画像デコーダ421のシステムをもつ一般の受信者は図31のNTSCもしくはワイドNTSCのTV信号が得られる。次に中型アンテナと第2受信機33と第2画像エンコーダ422をもつ特定の受信者はチャンネル1を選択した場合第1データ列、 $D_1$ のドメイン601と第2データ列、 $D_2$ のドメイン602の信号を合成してチャンネル1のNTSC番組と同じ番組内容のHDTV信号を得る。

【0140】大型アンテナと多値復調できる第3受信機43と第3画像デコーダ423をもつ映画館等の一部の受信者は $D_1$ のドメイン601と $D_2$ のドメイン602と $D_3$ のドメイン603の信号を合成し、チャンネル1のNTSCと同じ番組内容で映画館用の画質の超解像度HDTV信号を得る。2から3までの他のチャンネルも同様にして再生される。

【0141】図35は別のドメインの構成である。まずNTSCの第1チャンネルは $L_1$ に配置されている。この $L_1$ は $D_1$ 信号の第1タイムドメインのドメイン601の位置にあり、先頭部にNTSC間のデスクランブル情報と実施例1で説明した復調情報を含む情報 $S_1 1$ が入っている。次にHDTVの第1チャンネルは $L_1$ と $M_1$ に分割されて入っている。 $M_1$ はHDTVとNTSCとの差分情報であり、 $D_2$ のドメイン602とドメイン611の両方に入っている。この場合6MbpsのNTSC圧縮信号を採用し $L_1$ に収容すると、 $M_1$ の帯域は2倍の12Mbpsになる。 $L_1$ と $M_1$ とを合わせると18Mbpsの帯域が第2受信機33と第2画像デコーダ423から復調再生可能である。一方、現在提案されている圧縮方法を用い約15Mbpsの帯域でHDTV圧縮信号を実現することができる。従って図35の配置でチャンネル1でHDTVとNTSCを同時に放送でき

る。この場合チャンネル2ではHDTVの再生はできない。S21はHDTVのデスクランブル情報である。また、スーパーHDTV信号はL1とM1とH1に分割して放送される。スーパーHDTVの差分情報はD3のドメイン603, 612, 613を用い、NTSCを6Mbpsに設定した場合、合計36Mbps送れ、圧縮を高くすれば映画館用画質の走査線約2000本のスーパーHDTV信号も伝送できる。

【0142】図36の配置図はD3で6つのタイムドメインを占有させスーパーHDTV信号を伝送した場合を示す。NTSC圧縮信号を6Mbpsに設定した場合9倍の54Mbpsが伝送できる。このためより高画質のスーパーHDTVを伝送できる。

【0143】以上は、送信信号の電波の水平もしくは垂直の偏波面の片方を利用する場合である。ここで水平と垂直の2つの偏波面を使うことにより、周波数利用効率は2倍となる。以下に説明をする。

【0144】図49は第1データ列の水平偏波信号D<sub>v1</sub>と垂直偏波信号D<sub>h1</sub>及び第2データ列の同じくD<sub>v2</sub>とD<sub>h2</sub>、第3データ列のD<sub>v3</sub>とD<sub>h3</sub>の信号配置図を示す。この場合、第1データ列の垂直偏波信号D<sub>v1</sub>にNTSC等の低域TV信号が入っており第1データ列の水平偏波信号D<sub>h1</sub>に高域TV信号が入っている。従って、垂直偏波アンテナしかもっていない第1受信機23は、NTSC等の低域信号を再生できる。一方、垂直、水平の両方向の偏波アンテナをもつ第1受信機23は、例えば、L<sub>1</sub>とM<sub>1</sub>信号を合成しHDTV信号を得ることができる。つまり、第1受信機23を用いた場合、アンテナの能力により、一方ではNTSCが、他方ではNTSCとHDTVが再生できるため2方式が両立するという大きな効果がある。

【0145】図50はTDMA方式にした場合で、各データバースト721の先頭部に同期部731とカード部741が設けられている。又、フレームの先頭部には同期情報部720が設けられている。この場合は、各タイムスロット群が、各々1つのチャンネルが割りあてられている。例えば、第1タイムスロット750で第1チャンネルの全く同じ番組のNTSC、HDTV、スーパー\*

\*HDTVを送ることができる。各々のタイムスロット750~750eが完全に独立している。従って特定の放送局が特定のタイムスロットを用いてTDMA方式で放送する場合、他局と独立してNTSC、HDTV、スーパーHDTVの放送ができるという効果がある。又、受信側も水平偏波アンテナで第1受信機23をもつ構成の場合NTSC-TV信号を両偏波アンテナなら、HDTVを再生できる。第2受信機33にすると低解像度のスーパーHDTVを再生できる。第3受信機43にするとスーパーHDTV信号を完全に再生できる。以上のように両立性のある放送システムを構築出来る。この場合、図50のような配置で、バースト状のTDMA方式でなく、図49のような連続信号の時間多重も可能である。また図51に示すような信号配置にすればより高解像度のHDTV信号を再生できる。

【0146】以上述べたように実施例3により超高解像度型HDTV、HDTVとNTSC-TVの3つの信号の両立性のあるデジタルTV放送が可能になるという顕著な効果がある。とくに映画館等に伝送した場合、映像を電子化することができるという新たな効果がある。

【0147】ここで、本発明による変形QAMをSRQAMと呼び、具体的なエラーレートについて述べる。

【0148】まず、16SRQAMのエラーレートを計算する。図99は16SRQAMの信号点のベクトル図である。第1象限において、16QAMの場合、信号点83a、83b、84a、85、83a等の各16ヶの信号点の間隔は等間隔であり、全て2δである。

【0149】16QAMの信号点83aは座標軸のI軸、Q軸よりδの距離にある。ここで16SRQAMにする場合、nをシフト値と定義すると、信号点83aはシフトして、座標軸からの距離をnδの位置の信号点83へ移動させる。この場合nは

$$0 < n < 3$$

である。また他の信号点84a、86aもシフトして信号点84、86の位置に移動する。第1データ列の誤り率をPe1とすると

【0150】

【数1】

$$\begin{aligned} Pe_{1-16} &= \frac{1}{4} \left( \operatorname{erfc} \left( \frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{3\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right) \\ &= \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left( \frac{n\sqrt{\rho}}{\sqrt{9+n^2}} \right) \end{aligned}$$

【0151】第2データ列の誤り率をPe2とすると

【数2】

【0152】



$$\begin{aligned}
 P_{e2-16} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\frac{3-n}{2} \delta}{\sqrt{2} \sigma} \right) \\
 &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{3-n}{2\sqrt{9+n^2}} \sqrt{\rho} \right)
 \end{aligned}$$

【0153】となる。次に36SRQAMもしくは32SRQAMのエラーレートを計算する。図100は36SRQAMの信号ベクトル図である。第1象限において36QAMの信号点間距離は $2\delta$ であると定義する。

【0154】36QAMの信号点83aは座標軸より $\delta$ の距離にある。この信号点83aは36SRQAMになると信号点83の位置にシフトし、座標軸より $n\delta$ の距離となる。各々の信号点はシフトして信号点83、8

\*4、85、86、97、98、99、100、101となる。9ヶの信号点からなる信号点群90を一つの信号点とみなして、変形4PSK受信機で受信し、第1データ列 $D_1$ のみ一再生した場合の誤り率を $P_{e1}$ とし、信号点群90の中の9個の信号点を各々弁別し、第2データ列 $D_2$ を再生した場合の誤り率を $P_{e2}$ とすると

【0155】

【数3】

$$\begin{aligned}
 P_{e1-32} &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left( \frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\
 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{6\rho}{5}} \times \frac{n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \\
 P_{e2-32} &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left( \frac{5-n}{4\sqrt{2}} \frac{\delta}{\rho} \right) \\
 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3\rho}{40}} \times \frac{5-n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right)
 \end{aligned}$$

【0156】となる。この場合、図101の $C/N \sim$ エラーレート図はエラーレート $P_e$ と伝送系の $C/N$ との関係を計算した一例を示す。曲線900は比較のため従来方式の32QAMのエラーレートを示す。直線905はエラーレートが10の-1.5乗の直線を示す。本発明のSRQAMのシフト量 $n$ を1.5とした場合の第1階層 $D_1$ のエラーレートは曲線901aとなり、エラーレートが $10^{-1.5}$ において曲線900の32QAMに対して $C/N$ 値が5dB下がっても $D_1$ は同等のエラーレートで再生できるという効果がある。

【0157】次に $n=1.5$ の場合の第2階層 $D_2$ のエラーレートは曲線902aで示される。エラーレートが $10^{-1.5}$ において、曲線900に示す32QAMに比べて $C/N$ を2.5dB上げないと同等のエラーレートで再生できない。曲線901b、曲線902bは $n=2.0$ の場合の $D_1$ 、 $D_2$ を示す。曲線902cは $D_2$ を示す。これをまとめると、エラーレートが10の-1.5乗の値において $2.2n=1.5$ 、 $2.0$ 、 $2.5$ の時、32QAMに比べて各々 $D_1$ は5、8、10dB改善され、 $D_2$ は2.5dB劣化する。

【0158】32SRQAMの場合にシフト量 $n$ を変化させた場合に所定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ の $C/N$ 値を図103の

シフト量 $n$ と $C/N$ の関係図で示す。図103をみると明らかなように、 $n$ が0.8以上であれば、階層伝送つまり第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ の伝送に必要な $C/N$ 値の差が生まれ、本発明の効果が生じることがわかる。従って、32SRQAMの場合 $n>0.85$ の条件下で効果がある。16SRQAMの場合のエラーレートは図102の $C/N$ とエラーレートの関係図のようになる。図102において曲線900は16QAMのエラーレートを示す。曲線901a、901b、901cは各々第1データ列 $D_1$ の $n=1.2$ 、 $1.5$ 、 $1.8$ の場合のエラーレートを示す。曲線902a、902b、902cは各々第2データ列 $D_2$ の $n=1.2$ 、 $1.5$ 、 $1.8$ の場合のエラーレートを示す。

【0159】図104のシフト量 $n$ と $C/N$ の関係図は16SRQAMの場合にシフト量 $n$ を変化させた場合に特定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ の $C/N$ の値を示したものである。図104から明らかなように16SRQAMの場合 $n>0.9$ であれば本発明の階層伝送が可能となることがわかる。以上から $n>0.9$ なら階層伝送が成立する。

【0160】ここで具体的にデジタルTVの地上放送に本発明のSRQAMを適用した場合の一例を示す。図105は地上放送時の送信アンテナと受信アンテナとの距

離と、信号レベルとの関係図を示す。曲線911は送信アンテナの高さが1250ftの場合の受信アンテナの信号レベルを示す。まず、現在検討が進められているデジタルTV放送方式において要求される伝送系の要求エラーレートを10の-1.5乗と仮定する。領域912はノイズレベルを示し、点910はC/N=15dBになる地点で従来方式の32QAM方式の受信限界点を示す。このL=60mileの地点においてデジタルのHDTV放送が受信できる。しかし、天候等の受信条件の悪化によりC/Nが低下すると急激にHDTVの受信が不能となる問題を持っている。また地形や建築物の影響により、少なくとも10dB程度の変動が見込まれ、60mileの半径内の全ての地点で受信できる訳でない。この場合、アナログと違いデジタルの場合完全に映像が伝送できない。従って従来のデジタルTV放送方式のサービスエリアは不確実なものであった。

【0161】一方、本発明の32SRQAMの場合、前述のように第1階層D<sub>1</sub>でNTSC等の中解像度TV成分を送り、第2階層D<sub>2</sub>でHDTVの高域成分のみを送ることができる。例えば図105において第1階層のサービスエリアは点910aのように70mile地点まで拡大し、第2階層は910bのように、55mile地点まで後退する。図106の32SRQAMのサービスエリア図はこの場合のサービスエリアの面積の違いを示す。図106は図53をより具体的に説明したものである。図106において領域708、703a、703b、712は各々従来方式の32QAMのサービスエリア、第1階層D<sub>1</sub>のサービスエリア、第2層D<sub>2</sub>のサービスエリア、隣接アナログ局のサービスエリアを示す。

【0162】つまり、従来方式の32QAMでは各目上60マイルのサービスエリアを、設定できる。しかし、実際は天候や地形の条件変化により受信限界地近傍においてきわめて受信状態が不安定であった。

【0163】しかし、本発明の32SRQAMを用い、第1階層D<sub>1</sub>でNTSCグレードの中低域TV成分を送信し、第2階層D<sub>2</sub>でHDTVの高域TV成分を送信することにより、図106のように高解像度グレードのサービスエリアの半径が5マイル縮小するものの、中低解像度グレードのサービスエリアの半径が10マイル以上拡大するという効果が生まれる。

【0164】このことにより、一番目に従来方式では、受信条件が悪い地域において存在した受信不能地域においても本発明のSRQAM方式を適用することにより、少なくとも設定したサービスエリア内においては殆ど受信機で中低解像度グレードでTV放送を受信できるような送信が可能となる。従ってビルかけや低地の受信不能領域と隣接アナログ局からの妨害を受ける地域において受信不能地域が大巾に減少し、これに伴い受信者数が増加する。

【0165】二番目に従来方式では高価なHDTV受信

機と受信機をもつ受信者しか受信できなかったため、サービスエリア内においても一部の受信者しか視聴できなかった。しかし本発明では従来のNTSCやPALやSECAM方式の従来型のTV受信機を持っている受信者もデジタル受信機のみを増設することにより、デジタルHDTV放送の番組をNTSCグレードではあるが受信可能になるという効果がある。このため受信者はより少ない経済的負担で番組が視聴できる。同時に総受信者数が増えるためTV送信者側はより多くの視聴者を得られるためTV事業としての経営がより安定するという社会的効果が生まれる。

【0166】三番目に中低解像度グレードの受信地域の面積はn=2.5の場合、36%従来方式に比して拡大する。拡大に応じて受信者が増える。サービスエリアの拡大と受信者数の増加によりその分TV事業者の事業収入が増大する。このことによりデジタル放送の事業リスクが減りデジタルTV放送の普及が早まることが期待できる。

【0167】さて、図107の32SRQAMのサービスエリア図にみるように、n=1.8の場合も同様の効果が得られる。シフト値nを変更することにより、各々の放送局がHDTV受信機とNTSCTV受信機の分布状況等の地域特有の条件や事情に応じてnを変更し、SRQAMのD<sub>1</sub>とD<sub>2</sub>のサービスエリア703aと703bを最適な条件に設定することにより、受信者は最大の満足放送局は最大の受信者数を得ることができる。

【0168】この場合

$$n > 1.0$$

の時、以上のような効果が得られる。従って、32SRQAMの場合nは

$$1 < n < 5$$

となる。同様にして16SRQAMの場合nは

$$1 < n < 3$$

となる。

【0169】この場合図99、図100のようにシフトさせて第1と第2階層を得るSRQAM方式において、16SRQAM、32SRQAM、64SRQAMにおいてnが1.0以上であれば、地上放送において本発明の効果が得られる。実施例では映像信号を送信した場合を説明したが音声信号を高域部もしくは高分解能部と低域部もしくは低分解能部にわけ、それぞれ第2データ列、第1データ列として本発明の伝送方式を用いて伝送すると、同様の効果が得られる。PCM放送、ラジオ、携帯電話に用いるとサービスエリアが広がるという効果がある。

【0170】また、実施例では時間分割多重(TDM)方式と組み合わせてTDMによるサブチャンネルを設け、その各サブチャンネルのエラー訂正のコードゲインを差別化することにより、各サブチャンネルの閾値に差をつけることができた。SRQAMは“C-CDM”と



よばれる本発明の信号点符号分割多重方式 (Constellation-Code Division Multiplex) を rectangle-QAM に応用したものである。C-CDM は TDM や FDM と独立した多重化方式である。コードに対応した信号点コードを分割することにより、サブチャンネルを得る方式である。この信号点の数を増やすことにより TDM や FDM にはない伝送容量の拡張性が得られる。このことは従来機器とほぼ完全な互換性を保ちながら実現する。このような優れた効果をもつ多重化技術である。さて、C-CDM と TDM を組み合わせた実施例を用いたが周波数分割多重方式 (FDM) と組み合わせても、同様の閾値の緩和効果が生まれる。例えば、TV 放送に用いた場合、図 108 の TV 信号の周波数分布図に示すようになる。従来のアナログ放送例えば NTSC 方式の信号はスペクトラム 725 のような周波数分布をしている。一番大きな信号は映像のキャリア 722 である。カラーのキャリア 723 や音声のキャリア 724 はそれほど大きくない。お互いの干渉を避けるためにはデジタル放送の信号を FDM より 2 つの周波数に分ける方法が考えられる。この場合、図に示すように映像のキャリア 722 を避けるように第 1 キャリア 726 と第 2 キャリア 727 に分割し各々第 1 信号 720 と第 2 信号 721 を送ることにより干渉は軽減できる。第 1 信号 720 により低解像度 TV 信号を大きな出力で送信し、第 2 信号 721 により高解像度信号を小さな出力で送信することにより、妨害を避けながら FDM による階層型放送が実現する。

【0171】この時、まず第 1 信号 720 に C-CDM により得られる 32 SRQAM を用いてサブチャンネルを追加する。次にこの閾値の低いサブチャンネルにさらに低解像度の成分をのせる。一方のサブチャンネルに普通解像度の成分を伝送することにより、さらに階層の数が増え、低解像度のサービスエリアが広がるという効果が生まれる。この閾値の低いサブチャンネルに音声情報又は同期情報、各データのヘッダー等の重要な情報を入れることにより、この重要な情報は確実に受信できるため安定した受信が可能となる。第 2 信号 721 に、同様の手法を用いると、サービスエリアの階層が増える。HDTV の走査線が 1050 本の場合、525 本に加えて、C-CDM により 775 本のサービスエリアが加わる。

【0172】このようにして、FDM と C-CDM を組み合わせるとサービスエリアが拡大するという効果が生まれる。この場合 FDM より 2 つのサブチャンネルを設けたが 3 つの周波数に分割し、3 つのサブチャンネルを設けてもよい。

【0173】次に TDM と C-CDM を組み合わせて妨害を避ける方法を述べる。図 109 に示すようにアナログ TV 信号には水平帰線部 732 と映像信号部 731 がある。水平帰線部 732 の信号レベルが低いことと、この期間中は妨害を受けても画面に出力されないことを利

用する。デジタル TV 信号の同期をアナログ TV 信号と合わせ、水平帰線部 732 の期間の水平帰線同期スロット 733、733a に重要なデータ、例えば同期信号等を送るか高い出力で多くのデータを送ることができる。このことにより、妨害を増やさずにデータ量を増やしたり出力を上げられるという効果がある。なお垂直帰線部 735、735a の期間に同期させて垂直帰線同期スロット 737、737a を設けても同様の効果が得られる。

【0174】図 110 は C-CDM の原理図である。又、図 111 は 16 QAM の拡張版の C-CDM のコード割り当て図を示し、図 112 は 32 QAM 拡張版のコード割り当て図を示す。図 110、111 に示すように 256 QAM は第 1、2、3、4 層 740a、740b、740c、740d の 4 つの層に分けられ、各々 4、16、64、256 ケのセグメントを持つ。第 4 層 740d の 256 QAM の信号点コードワード 742d は 8 bit の “11111111” である。これを 2 bit ずつ 4 つのコードワード 741a、741b、741c、741d に分割し、各第 1、2、3、4 層 740a、740b、740c、740d の信号点領域 742a、742b、742c、742d に各々 “11”、“11”、“11” を割り当てる。かくして、2 bit ずつのサブチャンネルすなわち、サブチャンネル 1、サブチャンネル 2、サブチャンネル 3、サブチャンネル 4 ができる。これを信号点符号分割多重方式という。図 111 は 16 QAM の拡張版の具体的な符号配置を示し、図 112 は 36 QAM の拡張版を示す。C-CDM 多重化方式は独立したものである。従って従来の周波数分割多重方式 (FDM) や時間分割多重方式 (TDM) と組み合わせることにより、更にサブチャンネルが増やせるという効果がある。こうして C-CDM 方式により新しい多重化方式を実現できる。Rectangle-QAM を用いて C-CDM を説明したが、信号点をもつ他の変調方式例えば他の形の QAM や PSK、ASK、そして周波数領域を信号点とみなし、FSK も同様に多重化できる。

【0175】(実施例 4) 以下本発明の第 4 の一実施例について図面を参照しながら説明する。

【0176】図 37 は実施例 4 の全体のシステム図である。実施例 4 は実施例 3 で説明した伝送装置を地上放送に用いたもので、ほぼ同じ構成、動作である。実施例 3 で説明した図 29 との違いは、送信用のアンテナ 6a が地上伝送用アンテナになっている点と各受信機の各々のアンテナ 21a、31a、41a が地上伝送用アンテナになっている点のみである。その他の動作はまったく同じであるため重複する説明を省略する。衛星放送と違い、地上放送の場合は送信アンテナ 6a と受信機との距離が重要となる。遠距離にある受信機は到達電波が弱くなり、従来の送信機で単に多値 QAM 変調した信号では

全く復調できず番組を視聴することはできない。

【0177】しかし本発明の伝送装置を用いた場合、図37のように遠距離にアンテナ22aがある第1受信機23は変形64QMA変調信号もしくは変形16QAM変調信号を受信して4PSKモードで復調し第1データ列のD1信号を再生するのでNTSCのTV信号が得られる。従って電波が弱くても中解像度でTV番組を視聴できる。

【0178】次に中距離にアンテナ32aがある第2受信機33では到達電波が充分強いいため変形16または64QAM信号から第2データ列と第1データ列を復調できHDTV信号が得られる。従って同じTV番組をHDTVで視聴できる。

【0179】一方、近距離にあるか超高感度のアンテナ42aをもつ第3受信機43は電波が変形64QAM信号の復調に充分な強度であるため第1、2、3、データ列D1、D2、D3を復調し超高解像度HDTV信号が得られる。同じTV番組を大型映画と同じ画質のスーパーHDTVで視聴できる。

【0180】この場合の周波数の配置方法は図34、図35、図36の図を用いて時間多重配置を周波数配置に読み代えることにより説明できる。図34のように1から6チャンネルまで周波数がわり割られている場合D1信号にNTSCのL1を第1チャンネルに、D2信号の第1チャンネルのM1にHDTVの差分情報を、D3信号の第1チャンネルのH1に超高解像度HDTVの差分情報を配置することによりNTSCとHDTVと超解像度HDTVを同一のチャンネルで送信することができる。また図35、図36のように他のチャンネルのD2信号やD3信号を使用することが許可されれば、より高画質のHDTVや超高解像度HDTVが放送できる。

【0181】以上のように互いに両立性のある3つのデジタルTV地上放送を1つのチャンネルもしくは他のチャンネルのD2、D3信号領域を使用して放送できるという効果がある。本発明の場合、同じチャンネルで同じ内容のTV番組を中解像度であれば、より広範囲の地域で受信できるという効果がある。

【0182】デジタル地上放送として16QAMを用いた6MHzの帯域のHDTV放送等が提案されている。しかしこれらの方式はNTSCとの両立性がないため同じ番組をNTSCの別チャンネルで送信するサイマルキャスト方式の採用が前提となっている。また16QAMの場合、伝送できるサービスエリアが狭くなることが予想されている。本発明を地上放送に用いることにより別にチャンネルを設ける必要がなくなるだけでなく、遠距離の受信機でも中解像度で番組を視聴できるため放送サービスエリアが広いという効果がある。

【0183】図52は従来提案されている方式のHDTVのデジタル地上放送時の受信妨害領域図を示すもので、従来提案されている方式を用いたHDTVのデジ

タル放送局701からHDTVの受信できる受信可能領域702と隣接するアナログ放送局711の受信可能領域712を示している。両者の重複する重複部713においてはアナログ放送局711の電波妨害により、少なくともHDTVを安定して受信することができなくなる。

【0184】次に図53は本発明による階層型の放送方式を用いた場合の受信妨害領域図を示す。本発明は従来方式と同一の送信電力の場合、電力利用効率が高いため、HDTVの高解像度受信可能領域703は上述の従来方式の受信可能領域702より若干狭くなる。しかし、従来方式の受信可能領域702より広い範囲のデジタルNTSC等の低解像度受信可能領域704が存在する。以上の2つの領域から構成される。この場合のデジタル放送局701からアナログ放送局711への電波妨害は図52で示した従来方式と同レベルである。

【0185】この場合、本発明ではアナログ放送局711からのデジタル放送局701への妨害は3つの領域が存在する。1つはHDTVもNTSCも受信できない第1妨害領域705である。第2は妨害を受けるもののNTSCを妨害前と同様に受信できる第2妨害領域706で一重斜線で示す。ここではNTSCはC/Nが低くても受信可能な第1データ列を使用しているためアナログ局711の電波妨害によりC/Nが低下しても妨害の影響範囲は狭い。

【0186】第3は妨害前はHDTVが受信できていたが妨害後はNTSCのみ受信できる第3妨害領域707で二重斜線で示す。

【0187】以上のようにして従来方式より妨害前のHDTVの受信領域は若干狭くなるが、NTSCを含めた受信範囲は広がる。さらにアナログ放送局711からの妨害により従来方式ではHDTVが妨害により受信できなかった領域においてもHDTVと同一の番組をNTSCで受信可能となる。こうして番組の受信不能領域が大巾に削減するという効果がある。この場合、放送局の送信電力を若干増やすことにより、HDTVの受信可能領域は従来方式と同等になる。さらに従来方式では全く番組を視聴できなかった遠方地域や、アナログ局との重複地域において、NTSCの品位で番組が受信できる。

【0188】また2階層の伝送方式を用いた例を示したが、図78の時間配置図のように3階層の伝送方式を用いることもできる。HDTVをHDTV、NTSC、低解像度NTSCの3つのレベルの画像に分離し、送信することにより、図53の受信可能領域は2層から3層に広がり最外層は広い領域となるとともに2階層伝送では全く受信不可能であった第1妨害領域705では低解像度NTSCの品位で番組が受信可能となる。以上はデジタル放送局がアナログ放送に妨害を与える例を示した。

【0189】次にデジタル放送がアナログ放送に妨害を

与えないという規制条件のもとにおける実施例を示す。現在米国等で検討されている空きチャンネルを利用する方式は、隣接して同じチャンネルを使用する。このため後から放送するデジタル放送は既存のアナログ放送に妨害を与えてはならない。従ってデジタル放送の送信レベルを図53の条件で送信する場合より下げる必要がある。この場合、従来方式の16QAMや4ASK変調の場合、図54の妨害状態図に示すように二重斜線で示した受信不能領域713が大きいためHDTVの受信可能領域708は大巾に小さくなってしまふ。サービスエリアが狭くなり、その分受信者が減るためスポンサーが減る。従って従来方式では放送事業が経済的に成立しにくいことが予想されている。

【0190】次に図55に本発明の放送方式を用いた場合を示す。HDTVの高解像度受信可能領域703は、従来方式の受信可能領域708より若干狭くなる。しかし、従来方式より広い範囲のNTSC等の低解像度受信可能領域704が得られる。一重斜線で示す部分は、同一番組をHDTVレベルでは受信できないが、NTSCレベルで受信できる領域を示す。このうち第1妨害領域705においてアナログ放送局711からの妨害を受け、HDTVも、NTSCも両方受信できない。

【0191】以上のように同じ電波強度の場合、本発明の階層型放送ではHDTV品位の受信可能地域は若干狭くなる一方で、同一番組をNTSCTVの品位で受信できる地域が増える。このため放送局のサービスエリアが増えるという効果がある。より多くの受信者に番組を提供できる効果がある。HDTV/NTSCTVの放送事業を、より経済的に安定して成立させることができる。将来デジタル放送受信機の比率が増えた段階ではアナログ放送への妨害規則は緩和されるため電波強度を強くすることができる。この時点でHDTVのサービスエリアを大きくすることができる。この場合、第1データ列と第2データ列の信号点の間隔を調整することにより図55で示したデジタルHDTV/NTSCの受信可能地域とデジタルNTSCの受信可能地域を調整することができる。この場合、前述のように第1データ列に、この間隔の情報を送信することにより、より安定して受信ができる。

【0192】図56は、将来デジタル放送に切り替えた場合の妨害状況図を示す。この場合、図52と違い隣接局はデジタル放送を行うデジタル放送局701aとなる。送信電力を増やすことができるため、HDTV等の高解像度受信可能領域703はアナログTV放送と同等の受信可能領域702まで拡大できる。

【0193】そして両方の受信可能領域の競合領域714では互いに妨害を受けるため通常の指向性のアンテナでは番組をHDTVの品位では再生できないが、受信アンテナの指向性の方向にあるデジタル放送局の番組をNTSCTVの品位で受信できる。また非常に高い指向性

のアンテナを用いた場合アンテナの指向性方向にある放送局の番組をHDTVの品位で受信できる。低解像度受信可能領域704は、アナログTV放送の標準の受信可能領域702より広くなり、隣接の放送局の低解像度受信可能領域704aの競合領域715、716ではアンテナの指向性の方向にある放送局の番組がNTSCTVの品位で再生できる。

【0194】さて、かなり将来のデジタル放送の本格普及時期においては規制条件がさらに緩和され、本発明の階層型放送により広いサービスエリアのHDTV放送が可能となる。この時点においても、本発明の階層型放送方式を採用することにより従来方式と同程及の広い範囲のHDTV受信範囲を確保するとともに従来方式では受信不可能であった遠方地域や競合地域においてもNTSCTVの品位で番組が受信できるため、サービスエリアの欠損部が大巾に減少するという効果がある。

【0195】(実施例5) 実施例5は本発明を振巾変調つまりASK方式に用いた場合の実施例である図57は実施例5の4値のASK信号信号点配置図を示し、4つの信号点721、722、723、724をもつ。4値の場合2bitのデータを1周期で送ることができる。信号点721、722、723、724を例えば00、01、10、11に対応させることができる。

【0196】本発明による階層型伝送を行うために、図58に示すように、信号点721、722を1つのグループつまり第1の信号点群725として扱い、信号点723、724を別のグループ、第2の信号点群726と定義する。そして2つの信号点群の間隔を等間隔の信号点の間隔より広くする。つまり信号点721、722の間隔をLとすると信号点723、724の間隔は同じLで良いが、信号点722と信号点723の間隔L<sub>1</sub>はLより大きく設定する。

【0197】つまり  $L_1 > L$

と設定する。これが本発明の階層型伝送システムの特徴である。ただしシステムの設計によっては条件や設定により一時的もしくは恒久的に  $L = L_1$  になっても良い。

【0198】そして図59(a)のように2つの信号点群に第1データ列D<sub>1</sub>の1bitのデータを対応させることができる。例えば第1の信号点群725を0、第2の信号点群726を1と定義すれば、第1データ列の1bitの信号が定義できる。次に第2データ列D<sub>2</sub>の1bitの信号を各信号群の中の2つの信号点群に対応させる。例えば、図59(b)のように信号点721、723をD<sub>2</sub>=0とし、信号点722、724をD<sub>2</sub>=1とすれば第2データ列D<sub>2</sub>のデータを定義できる。この場合も2bit/シンボルとなる。

【0199】このように信号点を配置することにより、ASK方式で本発明の階層型伝送が可能となる。階層型伝送システムは信号対雑音比つまりC/N値が充分高い時は従来の等間隔信号点方式と変わりはない。しかし、

C/N値が低い場合、従来方式では全くデータを再生できない条件においても本発明を用いることにより第2データ列 $D_2$ は再生できなくなるが、第1データ列 $D_1$ は再生できる。これを説明するとC/Nが悪くなった状態は図60のように示せる。つまり受信機で再生した信号点はノイズや伝送歪等により、分散信号点領域721a、722a、723a、724aの広い範囲にガウス分布状に分散する。このような場合、信号点721と信号点722、信号点723と信号点724の区別が難しくなる。つまり第2データ列 $D_2$ のエラーレートが非常に高くなる。しかし図から明らかなように信号点721、722のグループと信号点723、724のグループとの区別は容易である。つまり第1の信号点群725と第2の信号点群726との区別ができる。このため、第1データ列 $D_1$ は低いエラーレートで再生できることになる。

【0200】こうして2つの階層のデータ列 $D_1$ と $D_2$ が送受信できる。従って伝送システムのC/Nの良い状態及び地域では第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ の両方がC/Nの悪い状態及び地域では第1データ列 $D_1$ のみが再生される階層型伝送ができるという効果がある。

【0201】図61は送信機741のブロック図で入力部742は第1データ列入力部743と第2データ列入力部744から構成される。搬送波発生器64からの搬送波は入力部742からの信号を処理部745でまとめた入力信号により乗算器746において振幅変調されさらにフィルタ747により帯域制限されVSB信号等のASK信号となり出力部748から出力される。

【0202】ここでフィルタを通過した後の出力波形について述べる。図62(a)はASK変調信号の周波数分布図である。図のようにキャリアの両側に側波帯がある。この信号をフィルタ747のバンドパスフィルタ図62(b)の送信信号749のようにキャリア成分を少し残して片側の側波帯を取り去る。これをVSB信号というが、 $f_c$ を変調周波数帯域とすると、約 $f_c/2$ の周波数帯域で送信できるため、周波数利用効率が良いことが知られている。図60のASK信号は元来2bit/シンボルであるがVSB方式を用いると同一周波数帯域で16QAMの4bit/シンボルに相当する情報量が伝送できる。

【0203】次に図63のブロック図で示す受信機751では地上のアンテナ32aで受けた信号は入力部752を経て、チャンネル選択により可変する可変発振器754からの信号と、混合器753において混合され、低い中間周波数に変換される。次に検波器755において検波され、LPF756によりベースバンド信号となり識別再生器757により第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ が再生され第1データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。

【0204】次にこの送信機と受信機を用いてTV信号

を送る場合を説明する。図64は映像信号送信機774のブロック図である。HDTV信号等の高解像度TV信号は第1画像エンコーダ401の入力部403に入力し、サブバンドフィルタ等の映像の分離回路404により、 $H_LV_L$ 、 $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ 等の高域TV信号と低域TV信号に分離される。この内容は実施例3で図30を用いて説明したので詳しい説明は省略する。分離されたTV信号は圧縮部405において、MPEG等で用いられているDPCMDCCT可変長符号化や等の手法を用いて符号化される。動き補償は入力部403において処理される。圧縮された4つの画像データは合成器771によって第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ の2つのデータ列となる。この場合 $H_LV_L$ 信号つまり低域の画像信号は第1データ列に含まれる。送信機の741の第1データ列入力部743と第2データ列入力部744に入力され振幅変調を受け、VSB等のASK信号となり、地上アンテナから放送される。

【0205】このデジタルTV放送のTV受信機全体のブロック図が図65である。地上アンテナ32aで受信した放送信号はTV受信機781の中の受信機751の入力部752に入力され、検波復調部760により受信者が希望する任意のチャンネルの信号が選局され復調され、第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ が再生され第1データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。詳しい説明は重なるため省く。 $D_1$ 、 $D_2$ 信号は分離部776に入力される。 $D_1$ 信号は分離器777により分離され $H_LV_L$ 圧縮成分は第1入力部521に入力される。他方は合成器778により $D_2$ 信号と合成され第2入力部531に入力される。第2画像デコーダにおいて第1入力部521に入った $H_LV_L$ 圧縮信号は、第1伸長部523により $H_LV_L$ 信号に伸長され画像合成部548と画面比率変更回路779に送られる。元のTV信号がHDTV信号の場合、 $H_LV_L$ 信号はワイドのNTSC信号になり、元の信号がNTSC信号の場合、MPEG1のようなNTSCより品位が低い低解像度TV信号になる。

【0206】この説明では元の映像信号をHDTV信号と設定しているため、 $H_LV_L$ 信号はワイドNTSCのTV信号となる。TVの画面アスペクト比が16:9であれば16:9の画面比率のまま出力部780を介して映像出力426として出力する。もし、TVの画面アスペクト比が4:3であれば、画面比率変更回路779により16:9から4:3の画面アスペクト比のレターボックス形式かサイドパネル形式に変更して出力部780を介して映像出力425として出力する。

【0207】一方、第2データ列出力部759からの第2データ列 $D_2$ は、分離部776の合成器778において分離器777の信号と合成され、第2画像デコーダの第2入力部531に入力され、分離回路531により $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ の圧縮信号に分離されて各々第2

伸張部535、第3伸長部536、第4伸長部に送られ、伸長されて元の $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ 信号となる。これらの信号に $H_LV_L$ 信号を加え、画像合成部548に入力され、合成されて1つのHDTV信号となり出力部546より出力され、出力部780を介してHDTVの映像信号427として出力される。

【0208】この出力部780は第2データ列出力部759の第2データ列の誤まり率を誤まり率検知部782で検知しエラーレートが高い場合は自動的に $H_LV_L$ 信号の低解像度の映像信号を出力させる。

【0209】以上のようにして、階層型放送の送信、受信が可能となる。伝送条件が良い場合、例えばTV送信アンテナが近い放送に対しては、第1データ列と第2データ列の両方が再生できるので、HDTVの品位で番組を受信できる。また送信アンテナとの距離が遠い放送に対しては、第1データ列を再生し、この $V_LH_L$ 信号から低解像度のTV信号を出力する。このことにより、HDTVの品位もしくはNTSCTVの品位で同一番組をより広い地域で受信できるという効果がある。

【0210】また図66のTV受信機のブロック図のように第1データ列出力部768だけに受信機751の機能を縮小すると受信機は第2データ列およびHDTV信号を扱わなくてもよくなるため、構成が大巾には簡略化できる。画像デコーダは(図31)で説明した第1画像デコーダ421を用いればよい。この場合NTSCTVの品位の画像が得られる。HDTVの品位では番組を受信できないが受信機のコストは大巾に安くなる。従って広く普及する可能性がある。このシステムでは従来のTVディスプレイをもつ多くの受信システムを変更しないでアダプターとして追加することにより、デジタルT

V放送が受信できるという効果がある。

【0211】図67のような構成にするとPSK信号を復調する衛星放送受信機とASK信号を復調する地上放送受信機の機能をもつ受信機を簡単に構成できる。この場合、衛星アンテナ32から受信したPSK信号は発振器787からの信号と混合器786において混合され、低い周波数に変換されTV受信機781の入力部34に入力され、図63で説明した混合器753に入力される。衛星TV放送の特定のチャンネルの低い周波数に変換されたPSK、もしくはQAM信号は復調部35によりデータ列 $D_1$ 、 $D_2$ が復調され、分離部788を介して第2画像エンコーダ422により、画像信号として再生され、出力部780より出力される。一方、地上用のアンテナ32aにより受信されたデジタル地上放送とアナログ放送は、入力部752に入力され図63で説明したのと同じプロセスで混合器753により特定のチャンネルが選択され、検波され、低域のみのベースバンド信号となる。アナログ衛星TV放送に混合器753に入り復調される。デジタル放送の場合は、識別再生器757によりデータ列 $D_1$ と $D_2$ が再生され第2画像デコーダ42

2により映像信号が再生され、出力される。また地上と衛星のアナログTV放送を受信する場合は映像復調部788によりAM復調されたアナログTV信号が出力部780より出力される。図67の構成をとると混合器753が衛星放送と地上放送で共用できる。また第2画像デコーダ422も共用できる。又、デジタル地上放送でASK信号を用いた場合、AM復調のため従来のアナログ放送と同様の検波器755とLPF756等の受信回路を兼用できる。以上のように図67の構成にすると大巾に受信回路を共用化し、回路を削減するという効果がある。

【0212】また、実施例では4値のASK信号を2つのグループに分け、 $D_1$ 、 $D_2$ の2層の各1bitの階層型伝送を行った。しかし、図68のように8値のASK信号を用いると $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ の3層の各1bitの階層型伝送を行うことができる。図68では $D_3$ 信号の信号点は信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bの2値つまり1bitである。次に $D_2$ の信号点は信号点群721と722、信号点群723と724の2値の1bitである。 $D_3$ のデータは大信号点群725と726の2値の1bitとなる。この場合、図57の4つの信号点721、722、723、724を各2ヶの信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bに分離し、各グループの間の距離を離すことにより3層の階層型伝送が可能となる。

【0213】この3層の階層型伝送システムを用いて3層の映像伝送を行うことは実施例3と3で説明したもので動作の詳しい説明は省略する。

【0214】さて実施例3では図30のような画像エンコーダ401を説明したが、図30のブロック図は、図69のように書き換えることができる。内容は全く同じであるため説明は省略する。このように、画像エンコーダ401はサブバンドフィルタ等の映像の分離回路404、404aを2つもつ。これらを分離部794とすると、図70の分離部のブロック図に示す。ように1つの分離回路に信号を時分割で2回通すことにより回路を削減できる。これを説明すると、第1サイクルでは入力部403からのHDTVやスーパーHDTVの映像信号は時間軸圧縮回路795により、時間軸を圧縮されて分離回路404により、 $H_HV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_LV_H-H$ 、 $H_LV_L+1$ の4つの成分に分けられる。この場合、スイッチ765、765a、765b、765cは1の位置にあり、圧縮部405に、 $H_HV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_LV_H-H$ の3つの信号を出力する。しかし、 $H_LV_L-H$ の信号はスイッチ765cの出力1から時間軸調整回路795の入力2へ入力し、第2サイクルつまり時分割処理の空き時間に分離回路404に送られ分離処理され $H_HV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_LV_H$ 、 $H_LV_L$ の4つの成分に分けられ出力される。第2サイクルではスイッチ76

5、765a、765b、765cは出力2の位置に変わるため、4つの成分は圧縮部405へ送られる。このようにして図70の構成をとり時分割処理することにより分離回路が削減できるという効果がある。

【0215】次にこのような3層の階層型の画像伝送を行うと受信機側には実施例3の図33のブロック図で説明したような、画像デコーダが必要となる。これを、書き換えると図71のようなブロック図となる。処理能力は違うものの同じ構成の合成器566が2つ存在することになる。

【0216】これは図72のような構成をとると図70の分離回路の場合と同様にして1つの合成器で実現できる。図72を説明すると、5つのスイッチ、765a、765b、765c、765dにより、まず、タイミング1において、スイッチ765、765a、765b、765cの入力が1に切り替わる。すると、第1伸長部522、第2伸長部522a、第3伸長部522b、第4伸長部522cから各々 $H_LV_L$ 、 $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ の信号が、スイッチを介して合成器556の対応する入力部に入力され、合成処理されて1つの映像信号となる。この映像信号はスイッチ765dに送られ出力1より出力し再びスイッチ765cの入力2に送られる。この映像信号はもともと、高解像度映像信号を分割した $H_LV_L-H$ 成分の信号である。次のタイミング2において、スイッチ765、765a、765b、765cは入力2に切替わる。こうして、今度は $H_HV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_LV_H-H$ そして $H_LV_L-H$ 信号が合成器556に送られ、合成処理されて1つの映像信号が得られる。この映像信号はスイッチ765dの出力2より出力部554から出力される。

【0217】このようにして、3層の階層型放送を受信する場合時分割処理により2ケの合成器を1ケに削減するという効果がある。

【0218】さて、この方式は、まずタイミング1において $H_HV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_LV_H$ 、 $H_LV_L$ 信号を入力させ、 $H_LV_L-H$ 信号を合成させる。その後、タイミング1と別の期間タイミング2において、 $H_HV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_LV_H-H$ と上記の $H_LV_L-H$ 信号を入力させ、最終の映像信号を得るという手順をとっている。従って、2つのグループの信号のタイミングをずらす必要がある。

【0219】もし、もともと、入力した信号の上記成分のタイミングの順序が違っていたり重複している場合は時間的に分離するためスイッチ765、765a、765b、765cにメモリを設け蓄積し、時間軸を調整することが必要となる。しかし送信機の送信信号を図73のようにタイミング1とタイミング2に時間的に分離して送信することにより、受信機側に時間軸調整回路が不要となる。従って、受信機の構成が簡単になるという効果がある。

【0220】図73の時間配置図のD1は送信信号の第1データ列D1を示し、タイミング1の期間中にDチャンネルで $H_LV_L$ 、 $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ 信号を送り、タイミング2の期間にD2チャンネルで $H_LV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_HV_H-H$ を送る場合の信号の時間配置を示している。このようにして時間的に分離して送信信号を送ることにより、受信機のエコンコーダの回路構成を削除するという効果がある。

【0221】次に受信機の伸長部の数が多い。これらの数を削減する方法について述べる。図74(b)は送信信号のデータ810、810a、810b、810cの時間配置図を示す。この図において、データの間に別データ811、810a、811b、811cを送信する。すると、目的とする送信データは間欠的に送られてくることになる。すると、図74(a)のブロック図に示す第2画像エンコーダ422はデータ列D1を第1入力部521とスイッチ812を介して次々と伸長部503に入力する。例えば、データ810の入力完了後は別データ811の時間中に伸長処理を行い、データ810の処理修了後、次のデータ810aが入力することになる。こうすることにより、合成器の場合と同様の手法で時分割で1つの伸長部503を共用することができる。こうして、伸長部の総数を減らすことができる。

【0222】図75はHDTVを送信する場合の時間配置図である。例えば放送番組の第1チャンネルのNTSC成分に相当する $H_LV_L$ 信号を $H_LV_L(1)$ とすると、これをD1信号の太線で示すデータ821の位置に時間配置する。第1チャンネルのHDTV付加成分に相当する $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ 信号はD2信号のデータ821a、821b、821cの位置に配置する。すると第1チャンネルの全てのデータの間には別のTV番組の情報である別データ822、822a、822b、822cが存在するため、この期間中に伸長部の伸長処理が可能となる。こうして1つの伸長部で全ての成分を処理できる。この方式は伸長器の処理が速い場合に適用できる。

【0223】また、図76のようにD1信号に、データ821、821a、821b、821cを配置しても同様の効果が得られる。通常の4PSKや4ASKのように階層がない伝送を用いて送受信する場合に有効である。

【0224】図77は、例えばNTSCとHDTVと高解像度HDTVもしくは、低解像度NTSCとNTSCとHDTVのような3層の映像を物理的に2層の階層伝送方式を用いて階層放送を行う場合の時間配置図を示す。例えば、低解像度NTSCとNTSCとHDTVの3層の映像を放送する場合D1信号には低解像NTSC信号に相当する $H_LV_L$ 信号がデータ821に配置されている。又、NTSCの分離信号である $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ の各成分の信号はデータ821a、821b、8



21cの位置に配置されている。HDTVの分離信号である $H_LV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_HV_H-H$ 信号はデータ823、823a、823bに配置されている。

【0225】ここでは、実施例2で説明したエラー訂正能力の差別化による論理的な階層伝送を追加している。具体的には $H_LD_L$ は $D_1$ 信号の中の $D_{1-1}$ チャンネルを用いている。 $D_{1-1}$ チャンネルは実施例2で述べたように $D_{1-2}$ チャンネルより大巾に訂正能力の高い誤り訂正方式を採用している。 $D_{1-1}$ チャンネルは $D_{1-2}$ チャンネルに比べて冗長度は高いが再生後のエラーレートは低いため、他のデータ821a、821b、821cよりC/N値の低い条件においても再生できる。このためアンテナから遠い地域や自動車の車内等の受信条件の悪い場合においても低解像度のNTSC TVの品位で番組を再生することができる。実施例2で述べたようにエラーレートの観点でみた場合、 $D_1$ 信号の中の $D_{1-1}$ チャンネルにあるデータ821は $D_{1-2}$ チャンネルにある他のデータ821a、821b、821cより受信妨害に強く、差別化されており論理的な階層が異なる。実施例2で述べたように $D_1$ 、 $D_2$ の階層は物理的階層といえ、このエラー訂正符号間距離の差別化による階層構造は論理的な階層構造といえる。

【0226】さて、 $D_2$ 信号の復調には物理的に $D_1$ 信号より高いC/N値を必要とする。従って、遠隔地等のC/N値の一番低い受信条件では、 $H_LV_L$ 信号つまり、低解像度NTSC信号が再生される。そして、C/N値が次に低い受信条件では加えて $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ が再生され、NTSC信号が再生できる。さらにC/N値の高い受信条件では $H_LV_L$ に加えて $H_LV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_HV_H-H$ も再生されるためHDTV信号が再生される。こうして3つの階層の放送ができる。この方式を用いることにより図53で説明した受信可能領域は図90の受信妨害領域図に示すように2層から3層に拡大し、より番組受信可能領域が広がる。

【0227】ここで図78は図77の時間配置の場合の第3画像デコーダのブロック図を示す。基本的には図72のブロック図から $D_3$ 信号の第3入力部551を省いた構成に図74(a)のブロック図の構成を加えた構成になっている。

【0228】動作を説明するとタイミング1において入力部521より $D_1$ 信号が、入力部530より $D_2$ 信号が入力される。 $H_LV_H$ 等の各成分は時間的に分離されているためこれらはスイッチ812により伸長部503に順次、独立して送られる。この順序を図77の時間配置図を用いて説明する。まず、第1チャンネルの $H_LV_L$ の圧縮信号が伸長部503に入り、伸長処理される。次に第1チャンネルの $H_LV_H$ 、 $H_HV_L$ 、 $H_HV_H$ が伸長処理され、スイッチ812aを介して、合成器556の所定の入力部に入力され、合成処理され、まず $H_LV_L-H$ 信号が合成される。この信号はスイッチ765aの出力1か

らスイッチ765の入力2に入力され、合成器556の $H_LV_L$ 入力部に入力される。

【0229】次にタイミング2において、図77の時間配置図に示すように $D_2$ 信号の $H_LV_H-H$ 、 $H_HV_L-H$ 、 $H_HV_H-H$ 信号が入力され伸長部503により伸長され、スイッチ812aを介して各信号が合成器556の所定の入力に入力され、合成処理されHDTV信号が出力される。このHDTV信号はスイッチ765aの出力2より出力部521を介してHDTV信号が出力される。上述のように図77の時間配置により送信することにより受信機の伸長部と合成器の数を大巾に削減するという効果がある。なお、図77は時間配置図では $D_1$ 、 $D_2$ 信号の2つの段階を用いたが、前述の $D_3$ 信号を用いると、高解像度HDTVを加え4つの階層のTV放送ができる。

【0230】図79は $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ の3層の物理階層を用いた3つの階層の映像を放送する階層型放送の時間配置図である。図から明かなように同一TVチャンネルの各成分は時間的に重複しないように配置してある。又、図80は図78のブロック図で説明した受信機に第3入力部521aを加えた受信機である。図79の時間配置により放送することにより、図80のブロック図で示すような簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。

【0231】動作は、図77の時間配置図、図78のブロック図とほぼ同じである。このため説明は省略する。又、図81の時間配置図のように $D_1$ 信号に全ての信号を時間多重することもできる。この場合、データ821と別データ822の2つのデータはデータ821a、812b、821cに比べてエラー訂正能力を高めている。このため、他のデータに比べて階層が高くなっている。前述のように物理的には一層であるが論理的には2層の階層伝送となっている。又、番組チャンネル1のデータの間に別の番組チャンネル2の別データが括入されている。このため、受信機側でシリアル処理が可能となり、図79の時間配置図と同じ効果が得られる。

【0232】図81の時間配置図の場合、論理的な階層となっているが、データ821、別データ822の伝送ビットレートを1/2や1/3に落とすことにより、このデータの伝送時のエラーレートが下がるため、物理的な階層伝送をすることもできる。この場合、物理階層は3層となる。

【0233】図82は、図81の時間配置図のような、データ列 $D_1$ 信号のみを伝送する場合の画像デコーダ423のブロック図で、図80のブロック図に示す画像デコーダに比べて、より簡単な構成となる。動作は図80で説明した画像デコーダと同じため説明を省略する。

【0234】以上のように、図81の時間配置図のような送信信号を送信すると図82のブロック図のように伸長部503合成器556の数を大巾に削減できるという

効果がある。又、4つの成分が時間的に分離されて入力されるため、合成器556つまり図32の画像合成部548の内部の回路ブロックを入力する画像成分に応じて接続変更により、いくつかのブロックを時分割で共用し回路を省略することもできる。

【0235】以上のようにして簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。なお、実施例5では、ASK変調を用いて動作を説明したが、実施例5で説明した多くの手法は実施例1, 2, 3で説明したPSKやQAM変調にも使える。

【0236】又、これまでの実施例はFSK変調にも使える。例えば、図83のように $f_1, f_2, f_3, f_4$ の多値のFSK変調を行う場合、実施例5の図58の信号点配置図のようにグループ化を行い、各グループの信号点位置を離すことにより、階層型伝送ができる。

【0237】図83において周波数 $f_1, f_2$ の周波数群841を $D1=0$ と定義し、周波数 $f_3, f_4$ の周波数群842を $D1=1$ と定義する。そして、 $f_1, f_3$ を $D2=0$ 、 $f_2, f_4$ を $D2=1$ と定義すると、図に示すように、 $D1, D2$ の各1bit、計2bitの階層型20 伝送が可能となる。例えば、 $C/N$ の高い場合は $t=t_3$ において、 $D1=0, D2=1$ が再生でき、 $t=t_4$ において $D1=1, D2=0$ が再生できる。次に $C/N$ が低い場合は $t=t_3$ において $D1=0$ のみが、 $t=t_4$ において $D=1$ のみが再生できる。こうしてFSKの階層型伝送ができる。実施例3, 4, 5で説明した映像信号の階層型の放送にこのFSKの階層型伝送方式を用いることもできる。

【0238】又、図84のような、ブロック図に示す磁気記録再生装置に本発明の実施例5を用いることもできる。30 実施例5はASKのため磁気記録再生ができる。

【0239】図84を説明すると、磁気記録再生装置851は、入力した映像信号を画像エンコーダ401により分離および圧縮し、入力部742の中の第1データ列入力部743に $H_LV_L$ 成分等の低域映像信号を、第2データ列入力部744に $H_HV_H$ 成分等を含む高域映像信号を入力し、変復調器852の中の変調部749に入力する。これまでの動作は実施例5の図64の送信機とほぼ同じである。変調信号は記録再生回路853と磁気ヘッド854により磁気テープ855に記録される。この記録の手法は従来のデジタルの多値記録を变形して物理的な階層記録もできるし、実施例1, 3のような位相変調や位相振幅変調による階層記録もできる。磁気テープ上の多トラックによる階層記録もできる。データ送信レートの変更による階層記録もできる。又、エラー訂正能力を変えて、データを差別化することによる論理的な階層記録もできる。

【0240】次に、再生する時は磁気テープ855を磁気ヘッド854と磁気再生回路853により再生信号を変復調器852に送る。以下は実施例1, 3, 4とほぼ

同様な動作をする。復調部760により第1データ列 $D_1$ と第2データ列 $D_2$ を再生し、画像デコーダ422により映像信号を出力する。この場合、階層記録を行っているため $C/N$ が高いときはHDTV等の信号高解像度TV信号を再生できる。一方 $C/N$ が低い場合もしくは機能の低い磁気再生装置で再生した場合、NTSC、TV信号もしくは低解像度NTSC TV信号が出力される。

【0241】以上のように本発明を用いた磁気再生装置においては、 $C/N$ が低くなったり、エラーレートが高く場合においても同一内容の映像を低い解像度、もしくは低い画質で再生できるという効果が得られる。

【0242】(実施例6) 実施例6は本発明を4階層の映像階層伝送に用いたものである。実施例2で説明した4階層の伝送方式と4階層の映像データ構造を組み合わせることにより図91の受信妨害領域図に示すように4層の受信領域ができる。図に示すように最内側に第1受信領域890a、その外側に第2受信領域890b、第3受信領域890c、第4受信領域890dができる。この4階層を実現する方式について述べる。

【0243】4階層を実現するには変調による4層の物理階層やエラー訂正能力の差別化による4層の論理階層があるが、前者は階層間の $C/N$ 差が大きいため4層では大きな $C/N$ が必要となる。後者は、復調可能なことが前提であるため、階層間の $C/N$ 差を大きくとれない。現実的であるのは、2層の物理階層と2層の論理階層を用いて、4層の階層伝送を行うことである。では、まず映像信号を4層に分離する方法を述べる。

【0244】図93は分離回路3のブロック図である分離回路3は映像分離回路895と4つの圧縮回路から構成される。分離回路404a、404b、404cの内部の基本的な構成は、図30の第1画像エンコーダ401の中の分離回路404のブロック図と同じなので説明は省略する。分離回路404a等は映像信号を低域成分 $H_LV_L$ と高域成分 $H_HV_H$ と中間成分 $H_HV_L, H_LV_H$ の4つの信号に分離する。この場合、 $H_LV_L$ は解像度が元の映像信号の半分になる。

【0245】さて入力した映像信号は映像分離回路404aにより高域成分と低域成分に2分割される。水平と垂直方向に分割されるため4つの成分が出力される。高域と低域の分割点はこの実施例では中間点にある。従って、入力信号が垂直1000本のHDTV信号の場合 $H_LV_L$ 信号は垂直500本の、水平解像度も半分のTV信号となる。

【0246】低域成分の $H_LV_L$ 信号は分離回路404cにより、さらに水平、垂直方向の周波数成分が各々2分割される。従って $H_LV_L$ 出力は例えば垂直250本、水平解像度は1/4となる。これをLL信号と定義するとLL成分は圧縮部405aにより圧縮され、 $D_{1-1}$ 信号として出力される。



【0247】一方、 $H_L V_L$ の高域成分の3成分は合成器772cにより1つのLH信号に合成され、圧縮部405bにより圧縮され $D_{1-2}$ 信号として出力される。この場合、分離回路404cと合成器772cの間に圧縮部を3つ設けてもよい。

【0248】高域成分の $H_H V_H$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ の3成分は合成器772aにより一つの $H_H V_H-H$ 信号となる。圧縮信号が垂直水平とも1000本の場合、この信号は水平、垂直方向に500本～1000本の成分をもつ。そして分離回路404bにより4つの成分に分離される。

【0249】従って $H_L V_L$ 出力として水平、垂直方向の500本～750本の成分が分離される。これをHH信号とよぶ。そして $H_H V_H$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ の3成分は750本～1000本の成分をもち、合成器772bで合成され、HH信号となり圧縮部405dで圧縮され、 $D_{2-2}$ 信号として出力される。一方HL信号は $D_{2-1}$ 信号として出力される。従ってLL、つまり $D_{1-1}$ 信号は例えば0本～250本以下の成分、LHつまり $D_{1-2}$ 信号は250本以上500本以下の周波数成分HLつまり $D_{2-1}$ 信号は500本以上750本以下の成分、HHつまり $D_{2-2}$ 信号は750本以上1000本以下の周波数成分をもつ。この分離回路3により階層型のデータ構造ができるという効果がある。この図93の分離回路3を用いて実施例2で説明した図87の送信機1の中の分離回路3の部分置きかえることにより、4層の階層型伝送ができる。

【0250】こうして階層型データ構造と階層型伝送を組み合わせることにより、C/Nの劣下に伴い段階的に画質が劣化する画像伝送が実現できる。これは放送においてはサービスエリアの拡大という大きな効果がある。次にこの信号を復調再生する受信機は実施例2で説明した図88の第2受信機と同じ構成と動作である。従って全体の動作は省略する。ただ映像信号を扱うため合成部37の構成がデータ送信と異なる。ここでは合成部37を詳しく説明する。

【0251】実施例2において図88の受信機のブロック図を用いて説明したように、受信した信号は復調され、エラー訂正され、 $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$ の4つの信号となり、合成部37に入力される。

【0252】ここで図94は合成部33のブロック図である。入力された $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$ 信号は伸長部523a、523b、523c、523dにおいて伸長され、図93の分離回路において説明したLL、LH、HL、HH信号となる。この信号は、元の映像信号の水平、垂直方向の帯域を1とするとLLは $1/4$ 、LL+LHは $1/2$ 、LL+LH+HLは $3/4$ 、LL+LH+HL+HHは1の帯域となる。LH信号は分離器531aにより分離され画像合成部548aにおいてLL信号と合成されて画像合成部548cの $H_L V_L$ 端子に

入力される。画像合成部531aの例の説明に関しては図32の画像デコーダ527で説明したので省略する。一方、HH信号は分離器531bにより分離され、画像合成部548bに入力される。HL信号は画像合成部548bにおいてHH信号と合成され、 $H_H V_H-H$ 信号となり分離器531cにより分離され、画像合成部548cにおいてLLとLLの合成信号と合成され、映像信号となり合成部33から出力される。そして図88の第2受信機の出力部36でTV信号となり出力される。この場合、原信号が垂直1050本、約1000本のHDTV信号ならば図91の受信妨害図に示した4つの受信条件により4つの画質のTV信号が受信される。

【0253】TV信号の画質を詳しく説明する。図91と図86を一つにまとめたのが図92の伝送階層構造図である。このようにC/Nの向上とともに受信領域862d、862c、862b、862aにおいて $D_{1-1}$ 、 $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$ と次々と再生できる階層チャンネルが追加されデータ量が増える。

【0254】映像信号の階層伝送の場合図95伝送階層構造図のようにC/Nの向上とともにLL、LH、HL、HH信号の階層チャンネルが再生されるようになる。従って送信アンテナからの距離が近づくにつれ、画質が向上する。L=Ldの時LL信号、L=Lcの時LL+LH信号、L=Lbの時LL+LH+HL信号、L=Laの時LL+LH+HL+HH信号が再生される。従って、原信号の帯域を1とすると $1/4$ 、 $1/2$ 、 $3/4$ 、1の帯域の画質が各々の受信地域で得られる。原信号が垂直走査線1000本のHDTVの場合、250本、500本、750本、1000本のTV信号が得られる。このようにして段階的に画質が劣化する階層型映像伝送が可能となる。図96は従来のデジタルHDTV放送の場合の受信妨害図である。図から明らかなように従来方式ではC/Nが $V_0$ 以下でTV信号の再生は全く不可能となる。従ってサービスエリア距離Rの内側においても他局との競合地域、ビルかげ等では×印で示すように受信できない。図97は本発明を用いたHDTVの階層放送の受信状態図を示す。図97に示すように、距離LaでC/N=a、LbでC/N=b、LcでC/N=c、LdでC/N=dとなり各々の受信地域で250本、500本、750本、1000本の画質が得られる。距離La以内でもC/Nが劣下し、HDTVの画質そのものでは再生できない地域が存在する。しかし、その場合でも画質が落ちるものの再生はできる。例えばビルかげのB地点では750本、電車内のD地点では250本、ゴーストを受けるF地点では750本、自動車内のG地点では250本、他局との競合地域であるL地点でも250本の画質で再生できる。以上のようにして本発明の階層伝送を用いることにより従来提案されている方式では受信再生できなかった地域でも受信できるようになり、TV局のサービスエリアが大巾に拡大するとい

う著しい効果がある。また、図 9 8 の階層伝送図に示すように  $D_{1-1}$  チャンネルでその地域のアナログ放送と同じ番組の番組 D を放送し、 $D_{1-2}$ 、 $D_{2-1}$ 、 $D_{2-2}$  チャンネルで他の番組 C、B、A を放送することにより、番組 D のサイマルキャストを全地域で確実に放送し、サイマルキャストの役割を果たしながら他の 3 つの番組をサービスするという多番組化の効果も得られる。

【0255】本発明の階層型伝送方式の一つの特徴は周波数利用効率を向上させるものであるが一部の受信機にとっては電力利用効率がかかなり低下する。従って全ての伝送システムに適用できるものではない。例えば特定受信者間の衛星通信システムならその時期に得られる最高の周波数利用効率と最高の電力利用効率の機器にとりかえるのが最も経済性が高い方法である。このような場合必ずしも本発明を使う必要はない。

【0256】しかし、衛星放送方式や地上放送方式の場合には本発明のような階層型伝送方式が必要である。なぜなら衛星放送の規格の場合 50 年以上の永続性が求められる。この期間、放送規格は変更されないが技術革新に伴い衛星の送信電力は飛躍的に向上する。放送局は数十年後の将来において現時点においても製造された受信機が TV 番組を受信視聴できるように互換性のある放送を行わなければならない。本発明を用いると既存の NTSC 放送と HDTV 放送との互換性と将来の情報伝送量の拡張性という効果が得られる。

【0257】本発明は電力効率よりも周波数効率を重視したものであるが、受信機側に各伝送段階に応じて設計受信感度を設けた各々、何種類かの受信機を設定することにより送信機の電力をさほど増やす必要はなくなる。このため現在の電力の小さい衛星でも充分送信可能である。また将来、送信電力が増大した場合でも同一の規格で伝送できるため将来の拡張性と、新旧の受信機との間の互換性が得られる。以上述べたように本発明は衛星放送規格に用いた場合、顕著な効果がえられる。

【0258】また本発明の階層型伝送方式を地上放送に用いた場合、電力利用効率を全く考慮する必要がないため衛星放送より本発明は実施しやすい。前述のように従来のデジタル HDTV 放送方式では存在したサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させるという顕著な効果と前述の NTSC と HDTV 受信機もしくは受像機の両立性の効果がある。また TV 番組のスポンサーからみた場合のサービスエリアが実質的に拡大するという効果もある。なお、実施例では QPSK と 16QAM と 32QAM の変調方式を用いた例を用いて説明したが、64QAM や 128QAM や 256QAM 等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値の PSK や ASK や FSK に適用できることもいうまでもない。本発明と TDM を組み合わせて伝送する実施例を説明したが、FDM、CDMA や拡散通信方式を組み合わせて伝送することもできる。

【0259】

【発明の効果】以上のように本発明は、信号入力部と、位相の異なる複数の搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上になる  $m$  値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ伝送を行う伝送装置において  $n$  値の第 1 データ列と第 2 データ列を入力し、上記信号を  $n$  個の信号点群に分割し、該信号点群の各々第 1 データ列のデータに割りあて上記信号点群の中の各信号点に第 2 データ群の各データを割りあて、送信する送信機により信号を送信し、該送信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム上で  $p$  値の信号点の QAM 変調波を復調する復調器と出力部を有する受信装置において上記信号点を  $n$  値の信号点群に分割し、各信号点群  $n$  値の第 1 データ列を対応させて復調し、信号点群の中の略々  $p/n$  値の信号点に  $p/n$  値の第 2 データ列のデータを復調再生し、受信装置を用いてデータを伝送することにより、例えば送信機 1 の変調器 4 により、 $n$  値の第 1 データ列と第 2 データ列と第 3 データ列を信号点群にデータを割りあてて変形  $m$  値の QAM 変調信号を送信し、第 1 受信機 23 では、復調器 25 により  $n$  値の第 1 データ列を、第 2 受信機 33 では第 1 データ列と第 2 データ列を、第 3 受信機 43 では第 1 データ列、第 2 データ列、第 3 データ列を復調することにより、効果として最大  $m$  値のデータを変調した多値変調波を  $n < m$  なる  $n$  値の復調能力しかない受信機でも  $n$  値のデータを復調可能とした両立性と発展性のある伝送装置が得られる。さらに、QAM 方式の信号点のうち最も原点に近い信号点と I 軸もしくは Q 軸との距離を  $f$  とした場合、この距離が  $n > 1$  なる  $nf$  となるように上記信号点をシフトさせることにより、階層型の伝送が可能となる。

【0260】この伝送系に NTSC 信号を第 1 データ列、HDTV と NTSC との差信号を第 2 データ列として送信することにより、衛星放送においては NTSC 放送と HDTV 放送との両立性があり、情報量の拡張性の高いデジタル放送が可能となり、地上放送においてはサービスエリアの拡大と受信不能地域の解消という顕著な効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施例における伝送装置のシステム全体を示す構成図

【図 2】本発明の実施例 1 の送信機 1 のブロック図

【図 3】本発明の実施例 1 の送信信号のベクトル図

【図 4】本発明の実施例 1 の送信信号のベクトル図

【図 5】本発明の実施例 1 の信号点へのコードの割り当て図

【図 6】本発明の実施例 1 の信号点群へのコーディング図

【図 7】本発明の実施例 1 の信号点群の中の信号点への

コーディング図

【図 8】本発明の実施例 1 の信号点群と信号点へのコーディング図

【図 9】本発明の実施例 1 の送信信号の信号点群の閾値状態図

【図 10】本発明の実施例 1 の変形 16 値 QAM のベクトル図

【図 11】本発明の実施例 1 のアンテナ半径  $r_2$  と送信電力比  $n$  との関係図

【図 12】本発明の実施例 1 の変形 64 値 QAM の信号点の図

【図 13】本発明の実施例 1 のアンテナ半径  $r_3$  と送信電力比  $n$  との関係図

【図 14】本発明の実施例 1 の変形 64 値 QAM の信号群と副信号点群のベクトル図

【図 15】本発明の実施例 1 の変形 64 値 QAM の比率  $A_1$ ,  $A_2$  の説明図

【図 16】本発明の実施例 1 のアンテナ半径  $r_2$ ,  $r_3$  と送信電力比  $n_{16}$ ,  $n_{64}$  の関係図

【図 17】本発明の実施例 1 のデジタル送信機のブロック図

【図 18】本発明の実施例 1 の 4PSK 変調の信号スペースダイアグラム図

【図 19】本発明の実施例 1 の第 1 受信機のブロック図

【図 20】本発明の実施例 1 の 4PSK 変調の信号スペースダイアグラム図

【図 21】本発明の実施例 1 の第 2 受信機のブロック図

【図 22】本発明の実施例 1 の変形 16 値 QAM の信号ベクトル図

【図 23】本発明の実施例 1 の変形 64 値 QAM の信号ベクトル図

【図 24】本発明の実施例 1 のフローチャート

【図 25】(a) は本発明の実施例 1 の 8 値 QAM の信号ベクトル図

(b) は本発明の実施例 1 の 16 値 QAM の信号ベクトル図

【図 26】本発明の実施例 1 の第 3 受信機のブロック図

【図 27】本発明の実施例 1 の変形 64 値 QAM の信号点の図

【図 28】本発明の実施例 1 のフローチャート

【図 29】本発明の実施例 3 における伝送システムの全体の構成図

【図 30】本発明の実施例 3 の第 1 画像エンコーダのブロック図

【図 31】本発明の実施例 3 の第 1 画像デコーダのブロック図

【図 32】本発明の実施例 3 の第 2 画像デコーダのブロック図

【図 33】本発明の実施例 3 の第 3 画像デコーダのブロック図

【図 34】本発明の実施例 3 の  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  信号の時

間多重化の説明図

【図 35】本発明の実施例 3 の  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  信号の時間多重化の説明図

【図 36】本発明の実施例 3 の  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  信号の時間多重化の説明図

【図 37】本発明の実施例 4 における伝送装置のシステム全体の構成図

【図 38】本発明の実施例 3 における変形 16 QAM の信号点のベクトル図

10 【図 39】本発明の実施例 3 における変形 16 QAM の信号点のベクトル図

【図 40】本発明の実施例 3 における変形 64 QAM の信号点のベクトル図

【図 41】本発明の実施例 3 の時間軸上の信号配置図

【図 42】本発明の実施例 3 の TDMA 方式の時間軸上の信号配置図

【図 43】本発明の実施例 3 の搬送波再生回路のブロック図

【図 44】本発明の実施例 3 の搬送波再生の原理図

20 【図 45】本発明の実施例 3 の逆変調方式の搬送波再生回路のブロック図

【図 46】本発明の実施例 3 の 16 QAM 信号の信号点配置図

【図 47】本発明の実施例 3 の 64 QAM 信号の信号点配置図

【図 48】本発明の実施例 3 の 16 通倍方式の搬送波再生回路のブロック図

【図 49】本発明の実施例 3 の  $D_{v1}$ ,  $D_{H1}$ ,  $D_{v2}$ ,  $D_{H2}$ ,  $D_{v3}$ ,  $D_{H3}$  信号の時間多重化の説明図

30 【図 50】本発明の実施例 3 の  $D_{v1}$ ,  $D_{H1}$ ,  $D_{v2}$ ,  $D_{H2}$ ,  $D_{v3}$ ,  $D_{H3}$  信号の TDMA 方式の時間多重化の説明図

【図 51】本発明の実施例 3 の  $D_{v1}$ ,  $D_{H1}$ ,  $D_{v2}$ ,  $D_{H2}$ ,  $D_{v3}$ ,  $D_{H3}$  信号の TDMA 方式の時間多重化の説明図

【図 52】本発明の実施例 4 における従来方式の受信妨害領域図

【図 53】本発明の実施例 4 における階層型放送方式の場合の受信妨害領域図

40 【図 54】本発明の実施例 4 における従来方式の受信妨害領域図

【図 55】本発明の実施例 4 における階層型放送方式の場合の受信妨害領域図

【図 56】本発明の実施例 4 におけるデジタル放送局 2 局の受信妨害領域図

【図 57】本発明の実施例 5 における変形 4ASK 信号の信号点配置図

【図 58】本発明の実施例 5 における変形 4ASK の信号点配置図

50 【図 59】(a) は本発明の実施例 5 における変形 4A

## S Kの信号点配置図

(b) は本発明の実施例 5 における変形 4 A S K の信号点配置図

【図 6 0】本発明の実施例 5 における低い C/N 値の場合の変形 4 A S K 信号の信号点配置図

【図 6 1】本発明の実施例 5 における送信機のブロック図

【図 6 2】(a) は本発明の実施例 5 における A S K 変調信号の周波数分布図

(b) は本発明の実施例 5 における A S K 変調信号の周波数分布図

【図 6 3】本発明の実施例 5 における受信機のブロック図

【図 6 4】本発明の実施例 5 における映像信号送信機のブロック図

【図 6 5】本発明の実施例 5 における T V 受信機全体のブロック図

【図 6 6】本発明の実施例 5 における別の T V 受信機のブロック図

【図 6 7】本発明の実施例 5 における衛星・地上 T V 受信機のブロック図

【図 6 8】本発明の実施例 5 における 8 値 A S K 信号の信号点配置図

【図 6 9】本発明の実施例 5 における画像エンコーダの別のブロック図

【図 7 0】本発明の実施例 5 における分離回路 1 つの画像エンコーダのブロック図

【図 7 1】本発明の実施例 5 における画像デコーダのブロック図

【図 7 2】本発明の実施例 5 における合成器 1 つの画像デコーダのブロック図

【図 7 3】本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 4】(a) は本発明による実施例 5 の画像デコーダのブロック図

(b) は本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 5】本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 6】本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 7】本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 8】本発明による実施例 5 の画像デコーダのブロック図

【図 7 9】本発明による実施例 5 の 3 階層の送信信号の時間配置図

【図 8 0】本発明による実施例 5 の画像デコーダのブロック図

【図 8 1】本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 8 2】本発明による実施例 5 の D 1 の画像デコーダのブロック図

【図 8 3】本発明による実施例 5 の周波数変調信号の周波数-時間図

【図 8 4】本発明による実施例 5 の磁気記録再生装置のブロック図

【図 8 5】本発明による実施例 2 の C/N と階層番号の関係図

【図 8 6】本発明による実施例 2 の伝送距離と C/N の関係図

【図 8 7】本発明による実施例 2 の送信機のブロック図

【図 8 8】本発明による実施例 2 の受信機のブロック図

【図 8 9】本発明による実施例 2 の C/N-エラーレートの関係図

【図 9 0】本発明による実施例 5 の 3 階層の受信妨害領域図

【図 9 1】本発明による実施例 6 の 4 階層の受信妨害領域図

【図 9 2】本発明による実施例 6 の階層伝送図

【図 9 3】本発明による実施例 6 の分離回路のブロック図

【図 9 4】本発明による実施例 6 の合成部のブロック図

【図 9 5】本発明による実施例 6 の伝送階層構造図

【図 9 6】従来方式のデジタル T V 放送の受信状態図

【図 9 7】本発明による実施例 6 のデジタル T V 階層放送の受信状態図

【図 9 8】本発明による実施例 6 の伝送階層構造図

【図 9 9】本発明による実施例 3 の 1 6 S R Q A M のベクトル図

【図 1 0 0】本発明による実施例 3 の 3 2 S R Q A M のベクトル図

【図 1 0 1】本発明による実施例 3 の C/N-エラーレートの関係図

【図 1 0 2】本発明による実施例 3 の C/N-エラーレートの関係図

【図 1 0 3】本発明による実施例 3 のシフト量 n と伝送に必要な C/N の関係図

【図 1 0 4】本発明による実施例 3 のシフト量 n と伝送に必要な C/N の関係図

【図 1 0 5】本発明による実施例 3 の地上放送時の送信アンテナからの距離と信号レベルとの関係図

【図 1 0 6】本発明による実施例 3 の 3 2 S R Q A M のサービスエリア図

【図 1 0 7】本発明による実施例 3 の 3 2 S R Q A M のサービスエリア図

【図 1 0 8】本発明による実施例 3 の T V 信号周波数分布図

【図 1 0 9】本発明による実施例 3 の T V 信号時間配置図

【図 1 1 0】本発明による実施例 3 の C-C D M の原理

図

【図111】本発明による実施例3の符号割り当て図

【図112】本発明による実施例3の36QAMを拡張した場合の符号割り当て図

【符号の説明】

- 1 送信機
- 4 変調器
- 6 アンテナ
- 6a 地上アンテナ
- 10 衛星
- 12 中継器
- 23 第1受信機

25 復調器

33 第2受信機

35 復調器

43 第3受信機

51 デジタル送信機

85 信号点

91 第1分割信号点群

401 第1画像エンコーダー

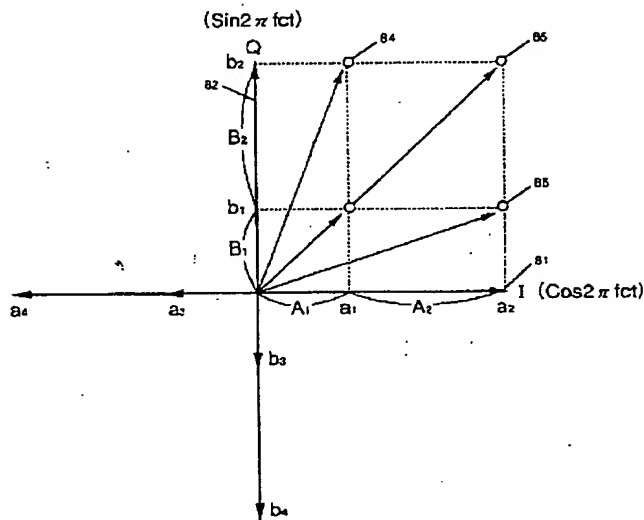
703 SRQAMの受信可能地域

10 708 従来方式の受信可能地域

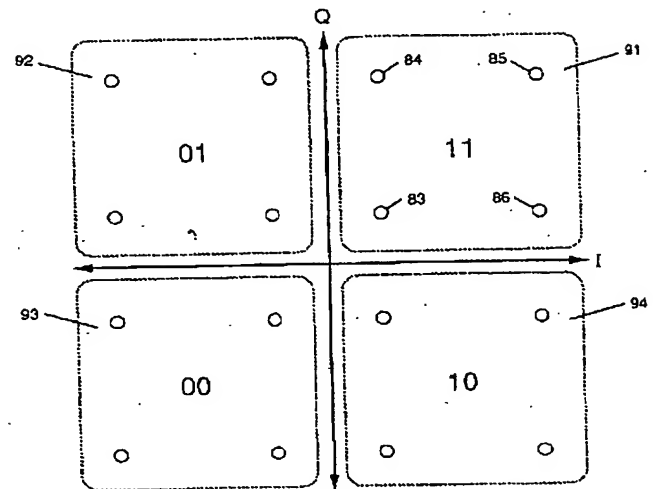
722 キャリア

725 スペクトラム

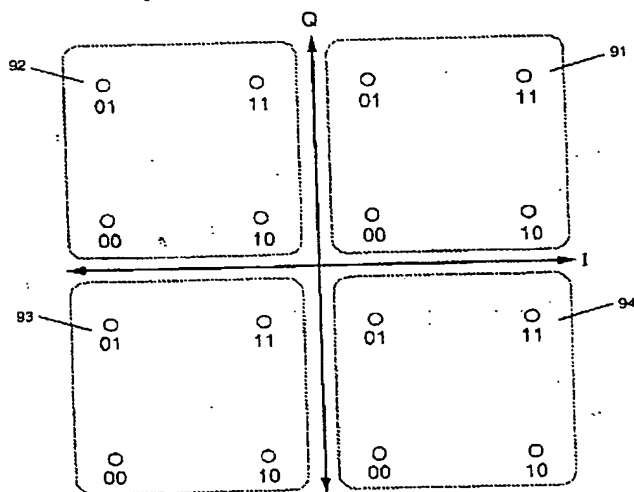
【図3】



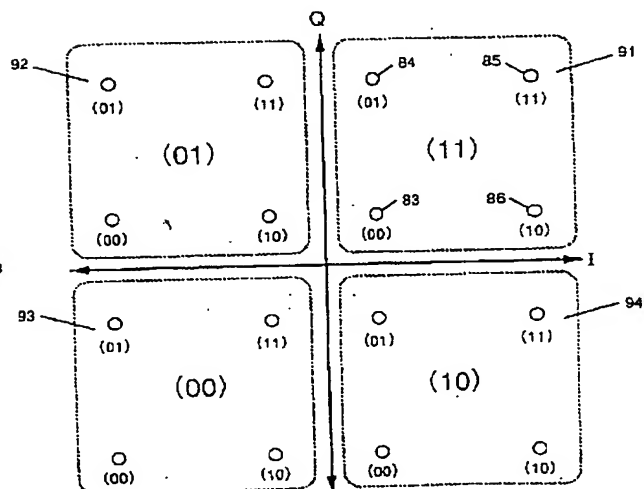
【図6】



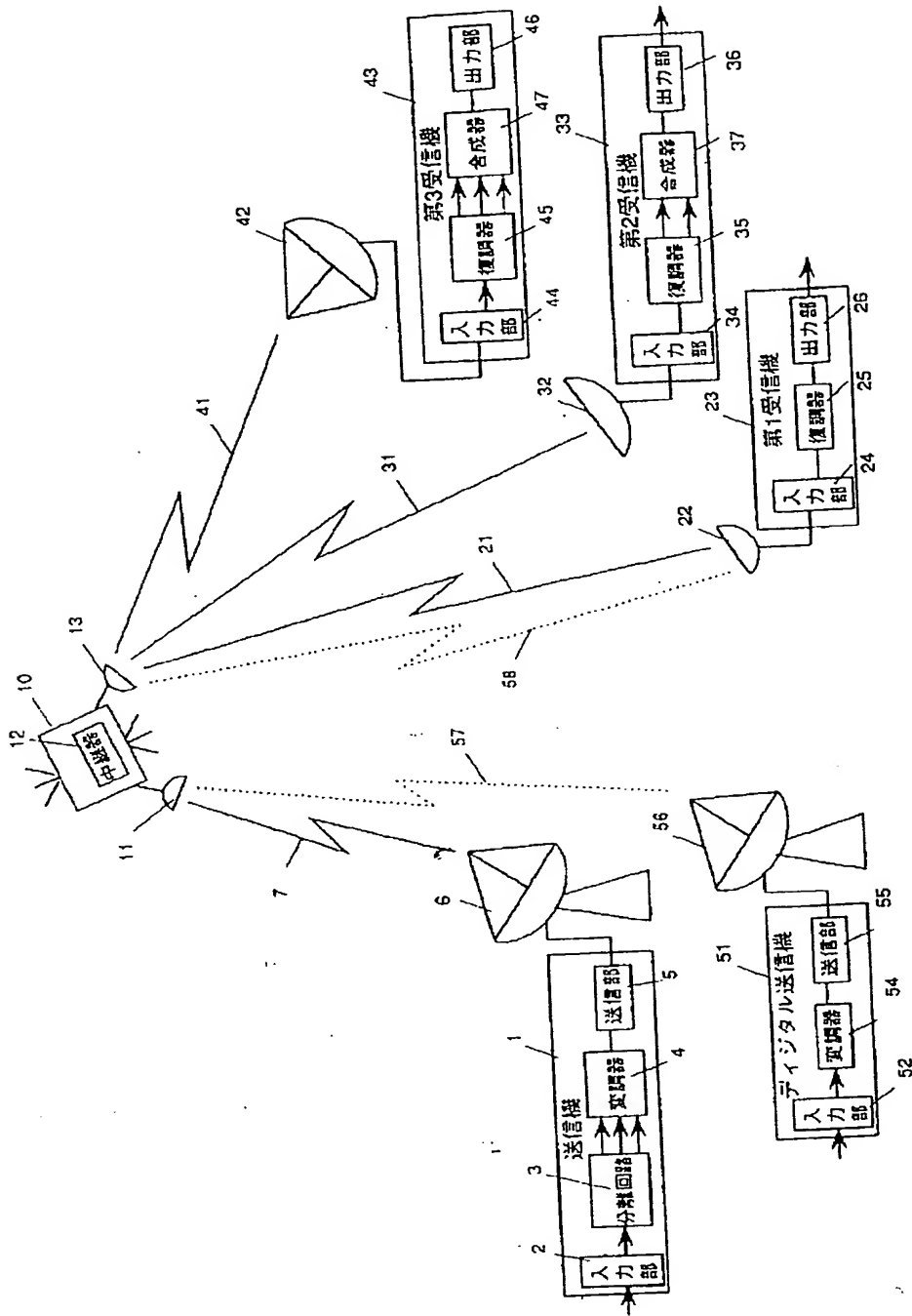
【図7】



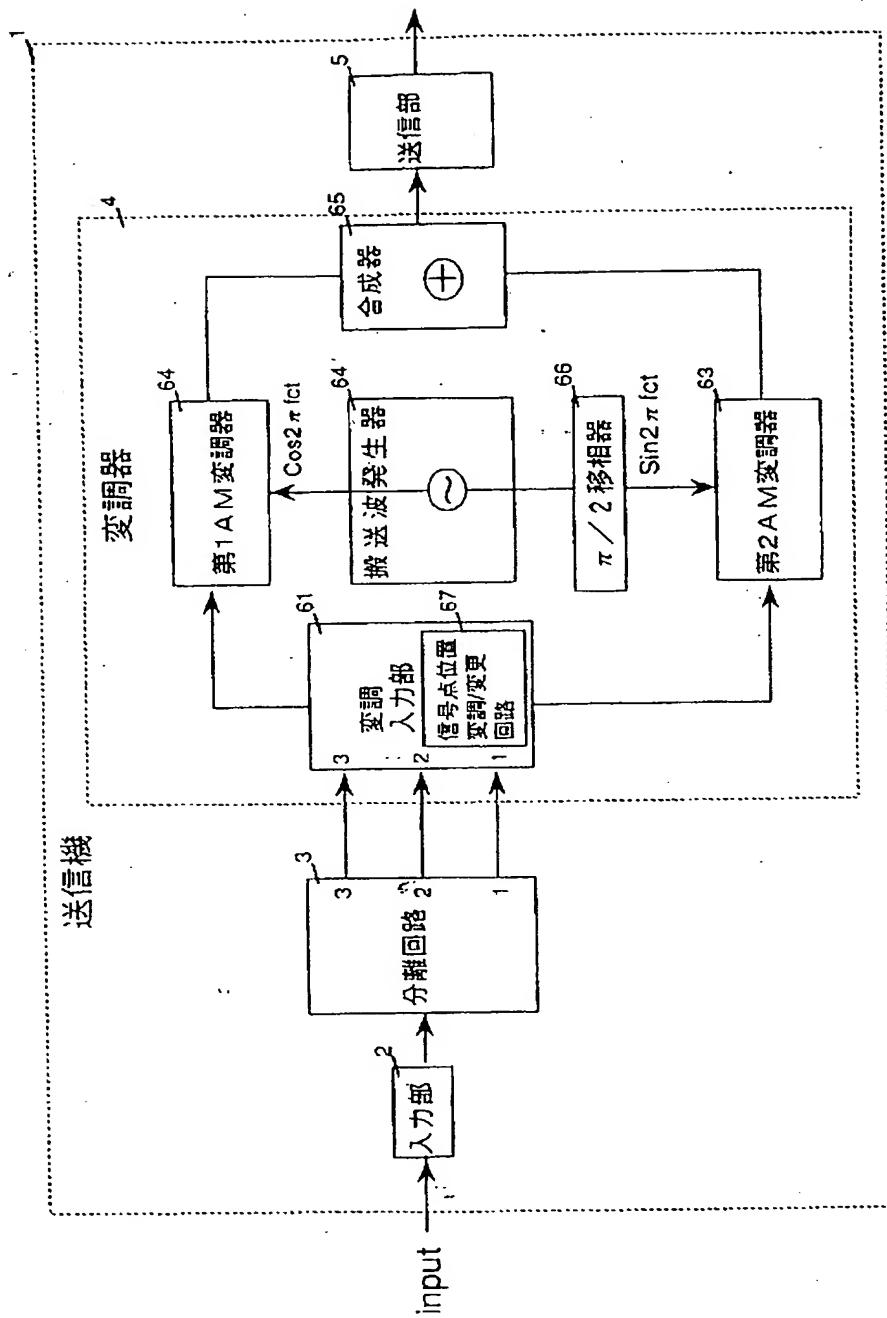
【図8】



【図1】



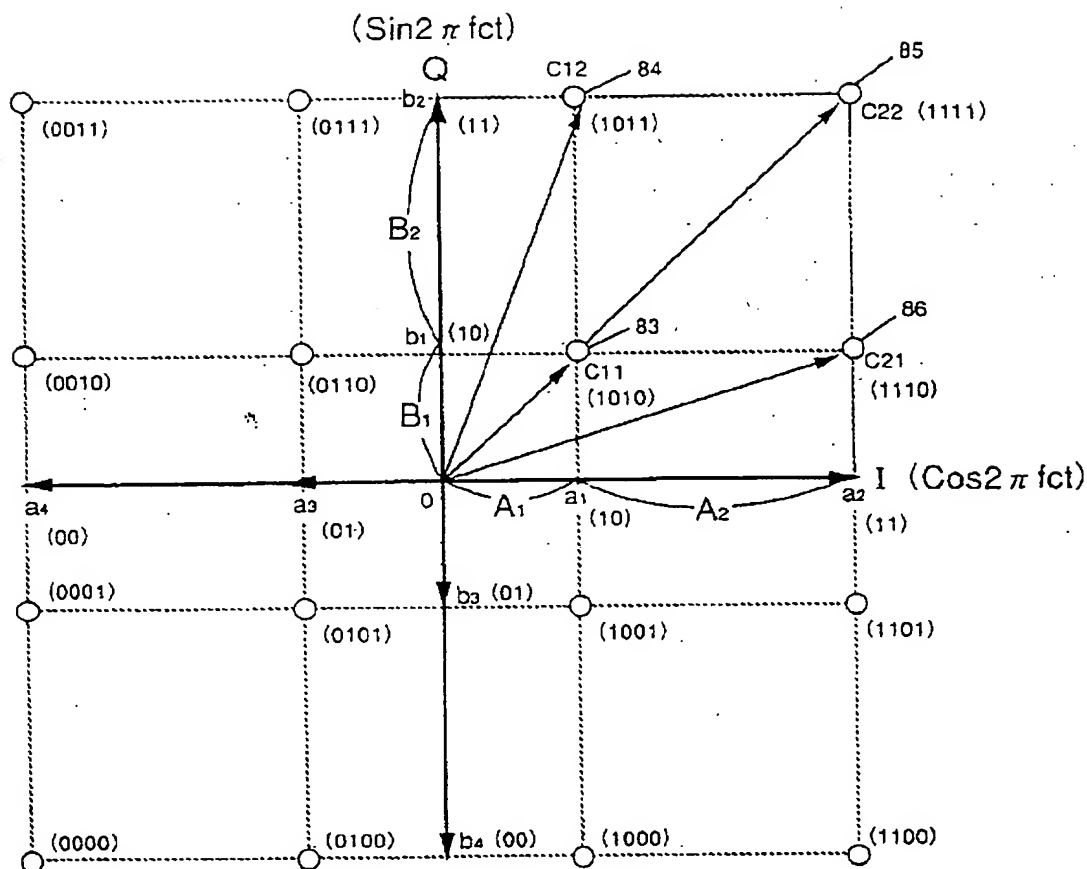
【図 2】



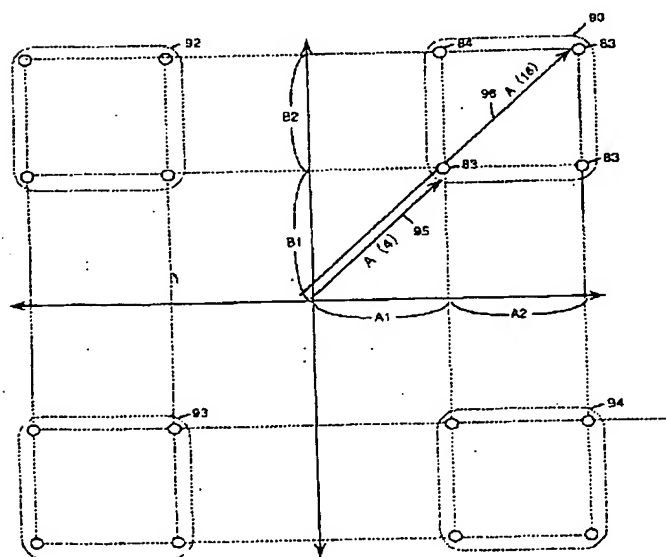




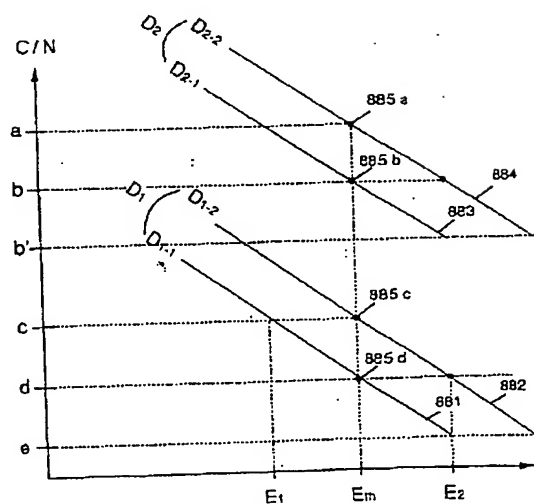
【図 5】



【図 10】

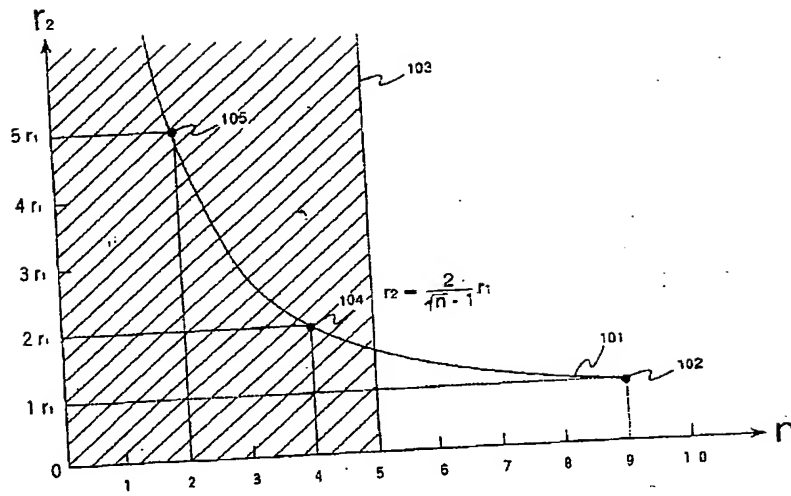


【図 89】

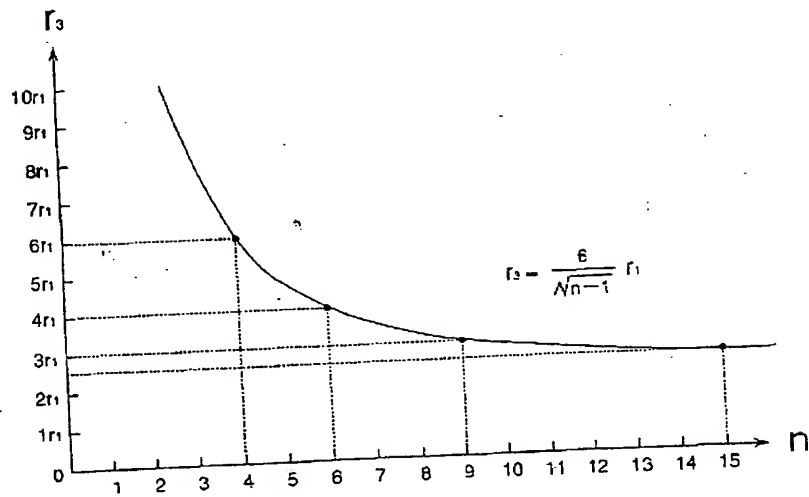


誤り訂正後のエラーレート

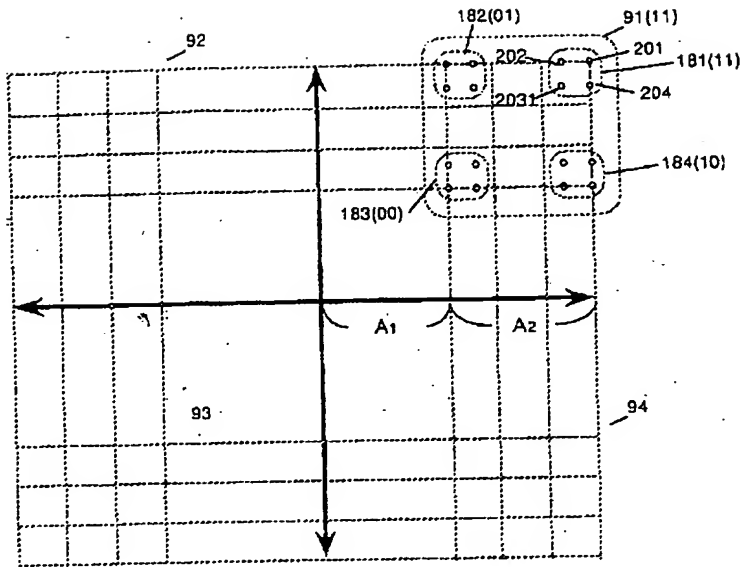
【図 11】



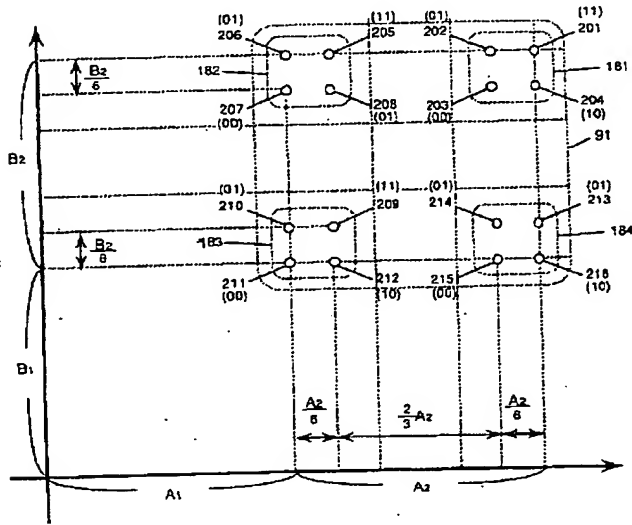
【図 13】



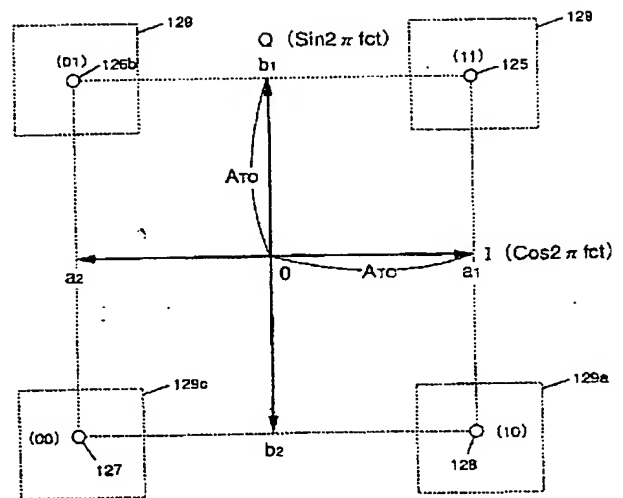
【図 14】



【図 15】



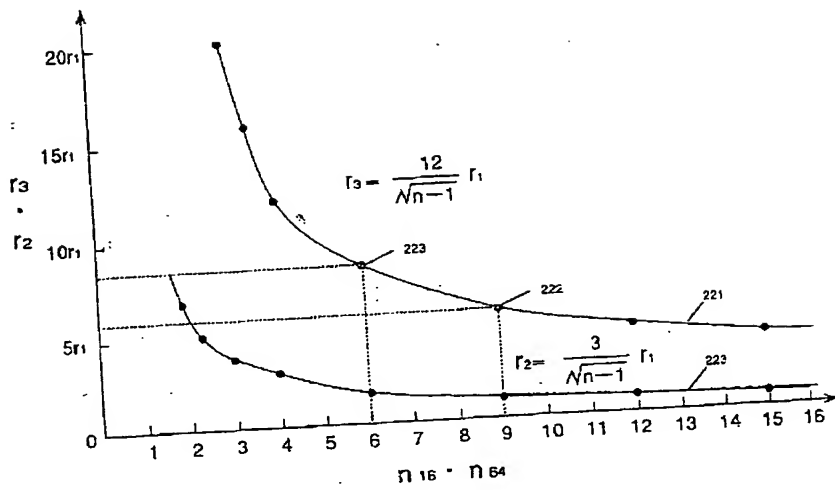
【図 18】



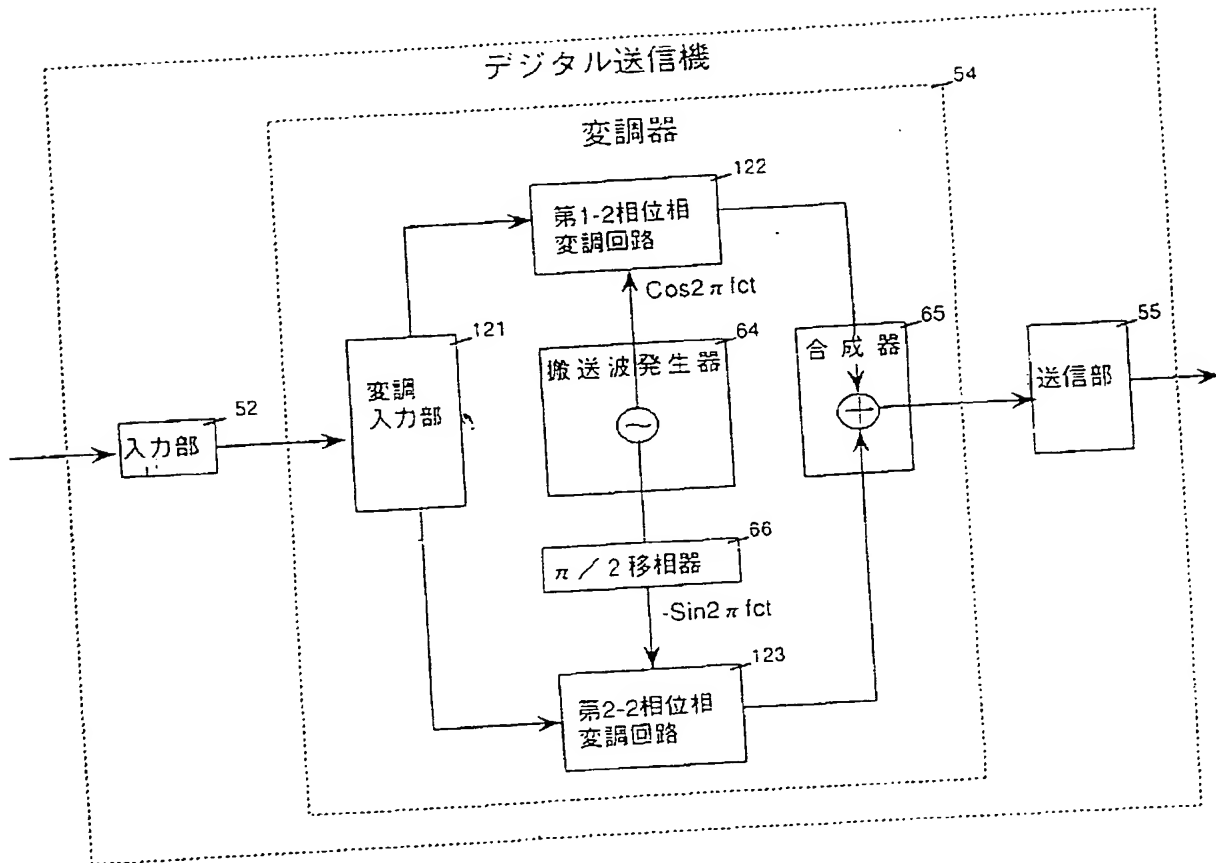
【図 75】

D <sub>z</sub>	821a		821b		821c	
	H <sub>L</sub> V <sub>H</sub> (1)	H <sub>L</sub> V <sub>H</sub> (2)	H <sub>H</sub> V <sub>L</sub> (1)	H <sub>H</sub> V <sub>L</sub> (2)	H <sub>H</sub> V <sub>H</sub> (1)	H <sub>H</sub> V <sub>H</sub> (2)
D <sub>1</sub>	821	822	822a	822b	822c	822d
	H <sub>L</sub> V <sub>L</sub> (1)	H <sub>L</sub> V <sub>L</sub> (2)				

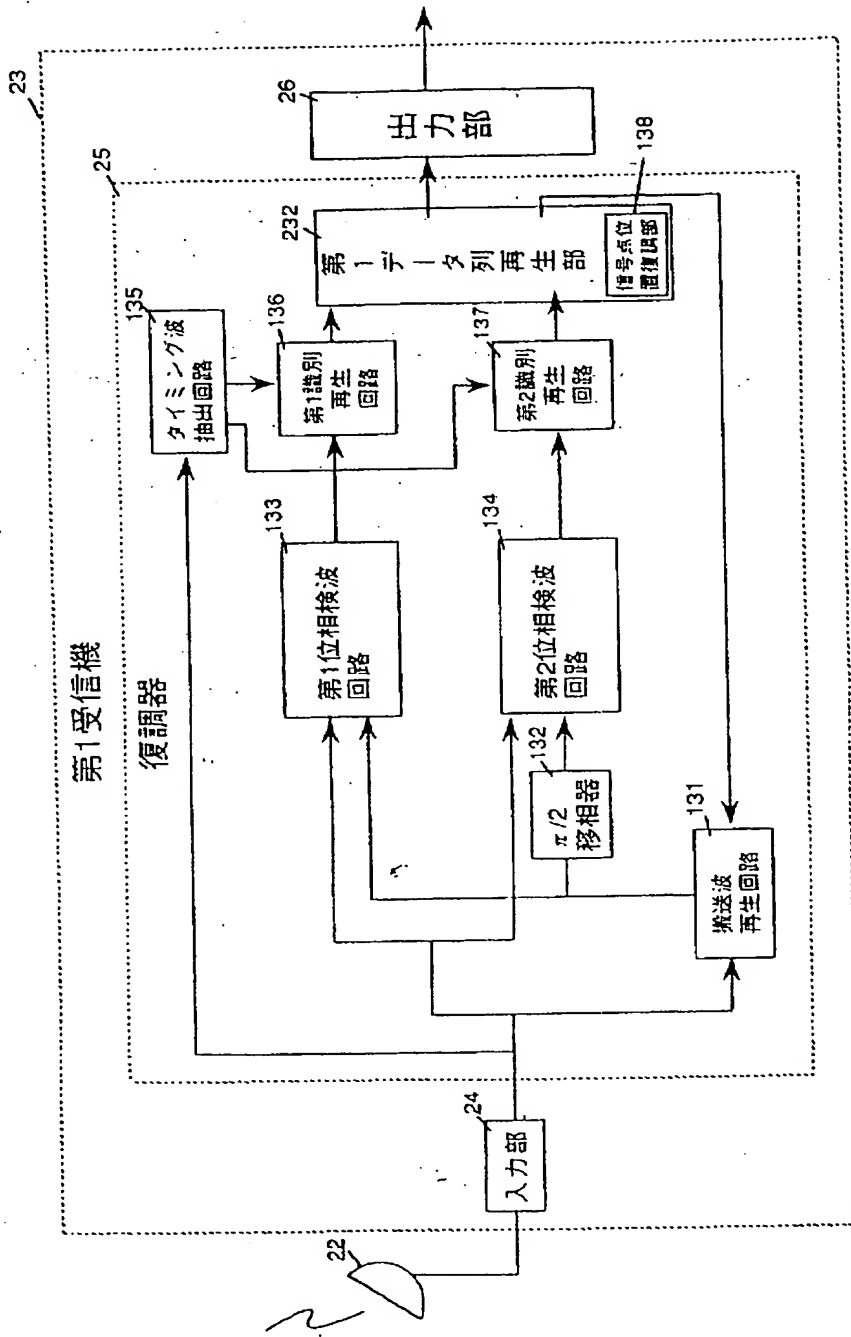
【図16】



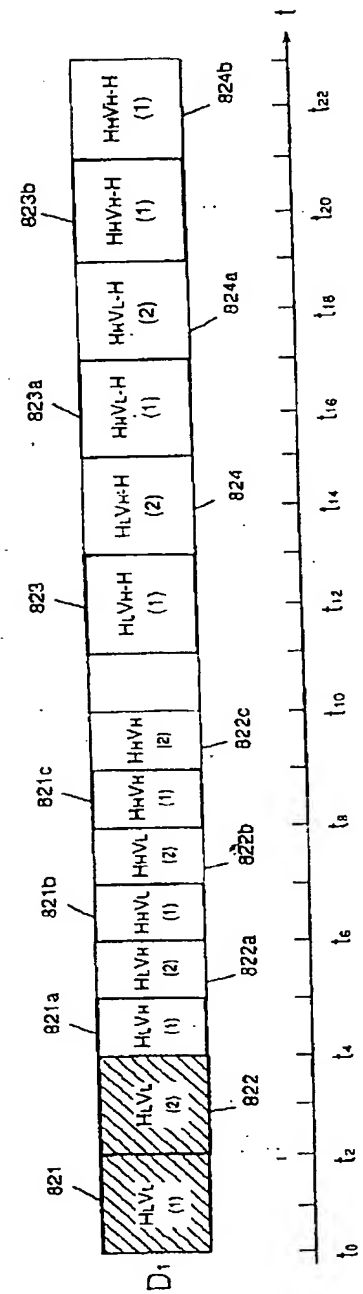
【図17】



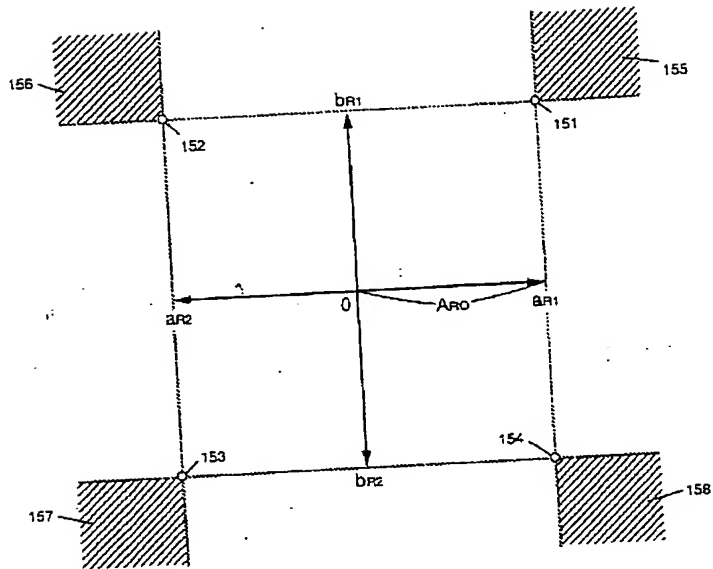
【図19】



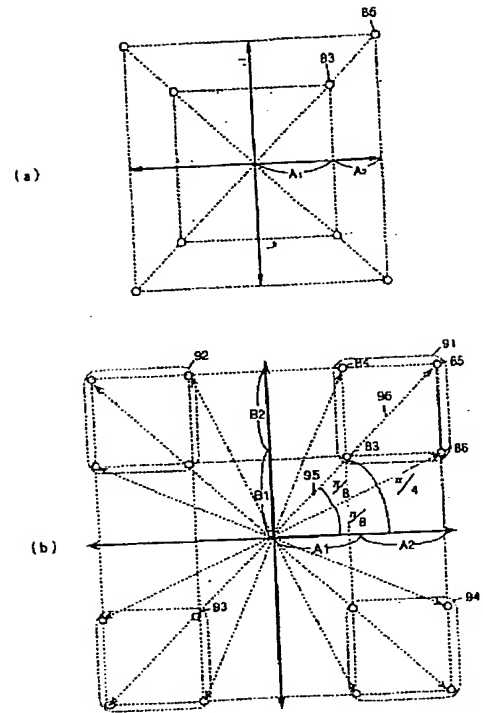
【図81】



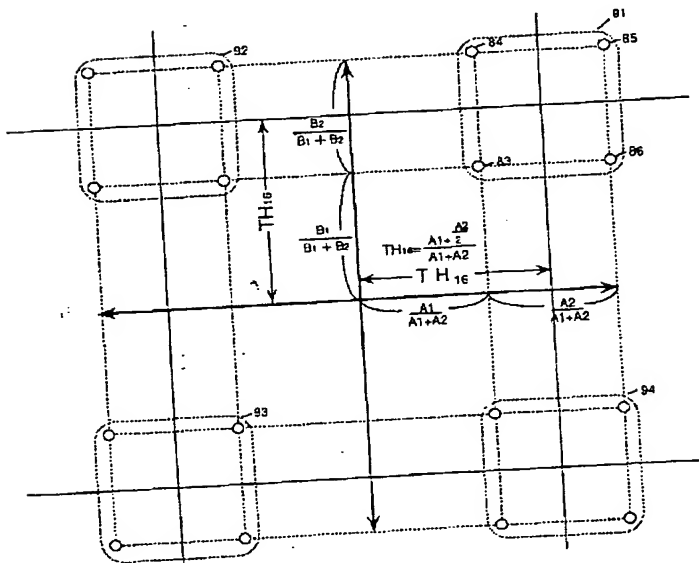
【図 20】



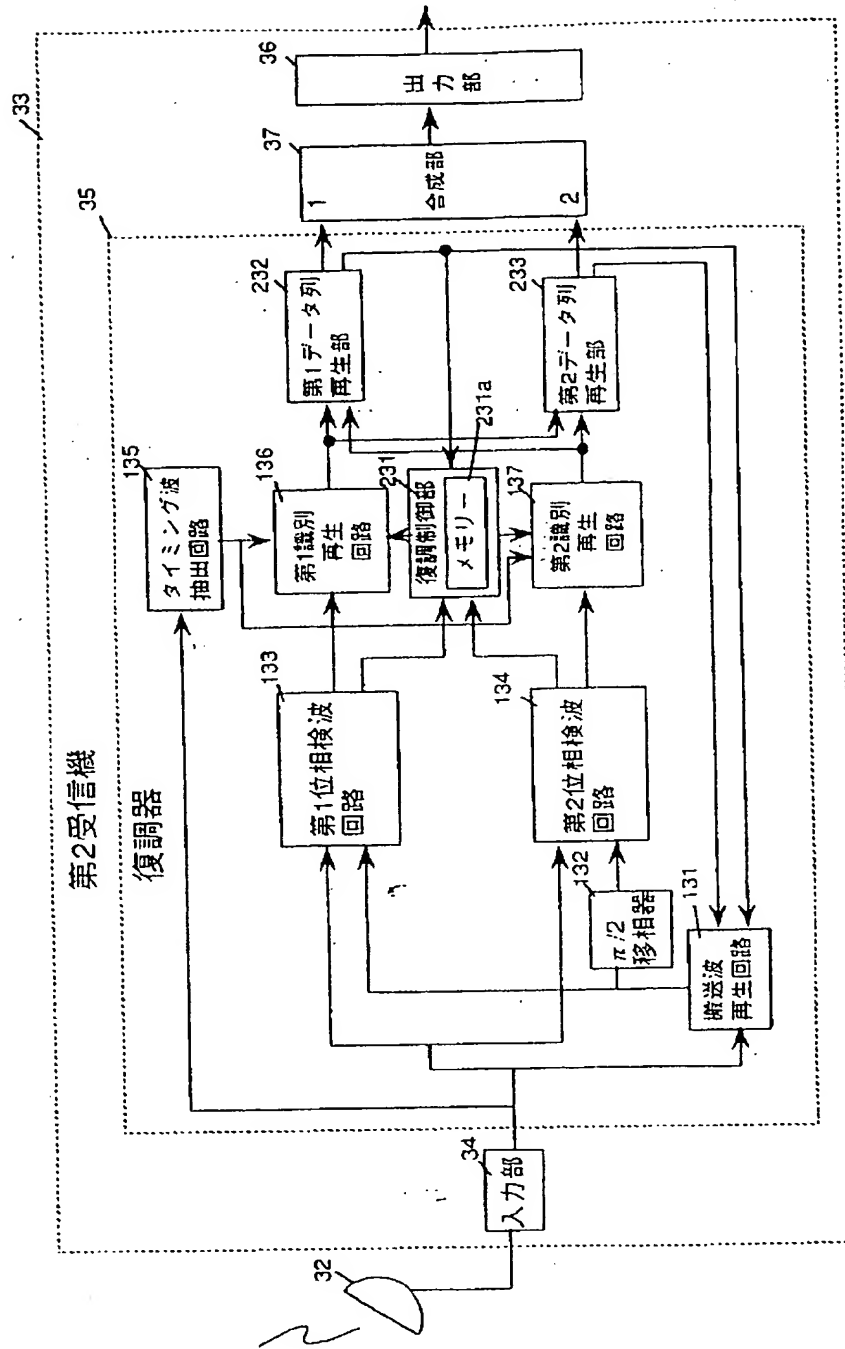
【図 25】



【図 22】

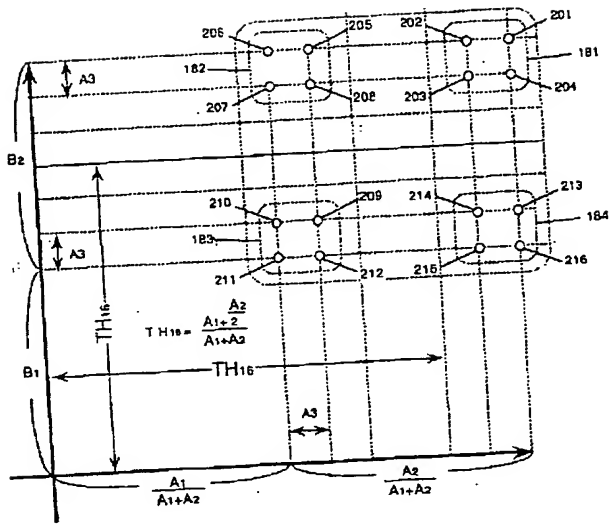


【図21】

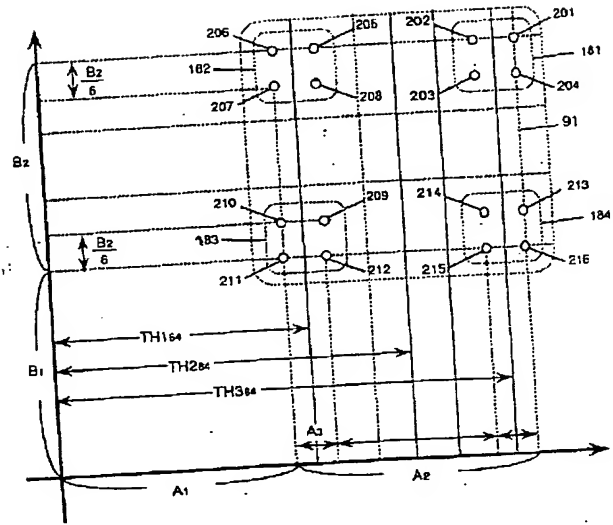




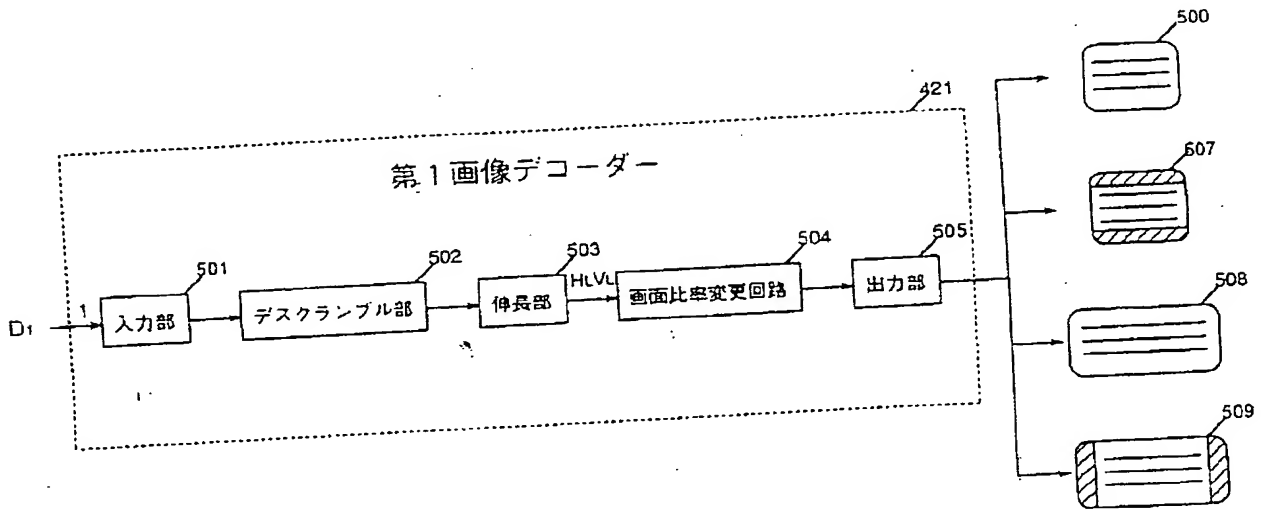
【図23】



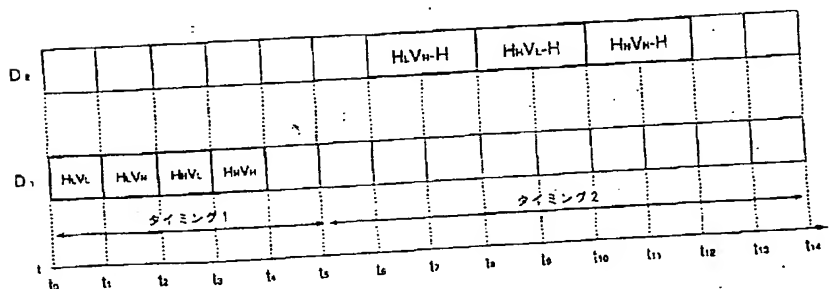
【図27】



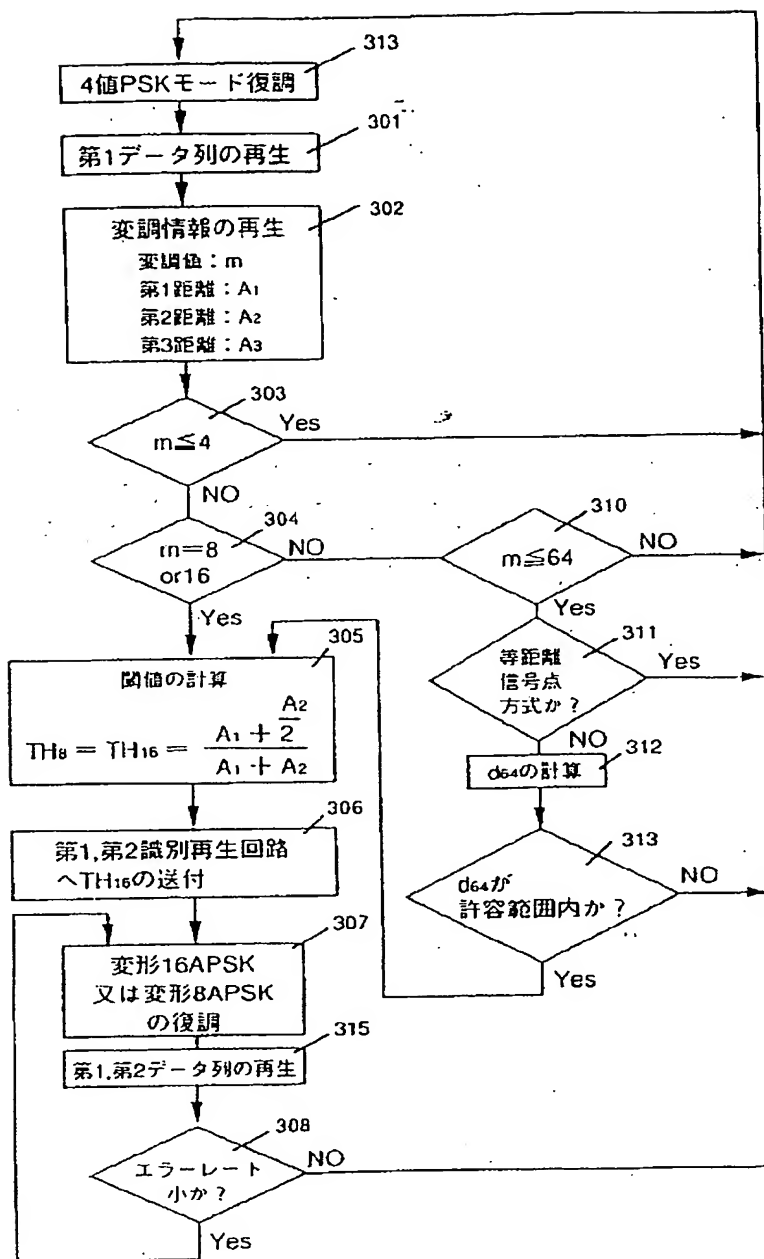
【図31】



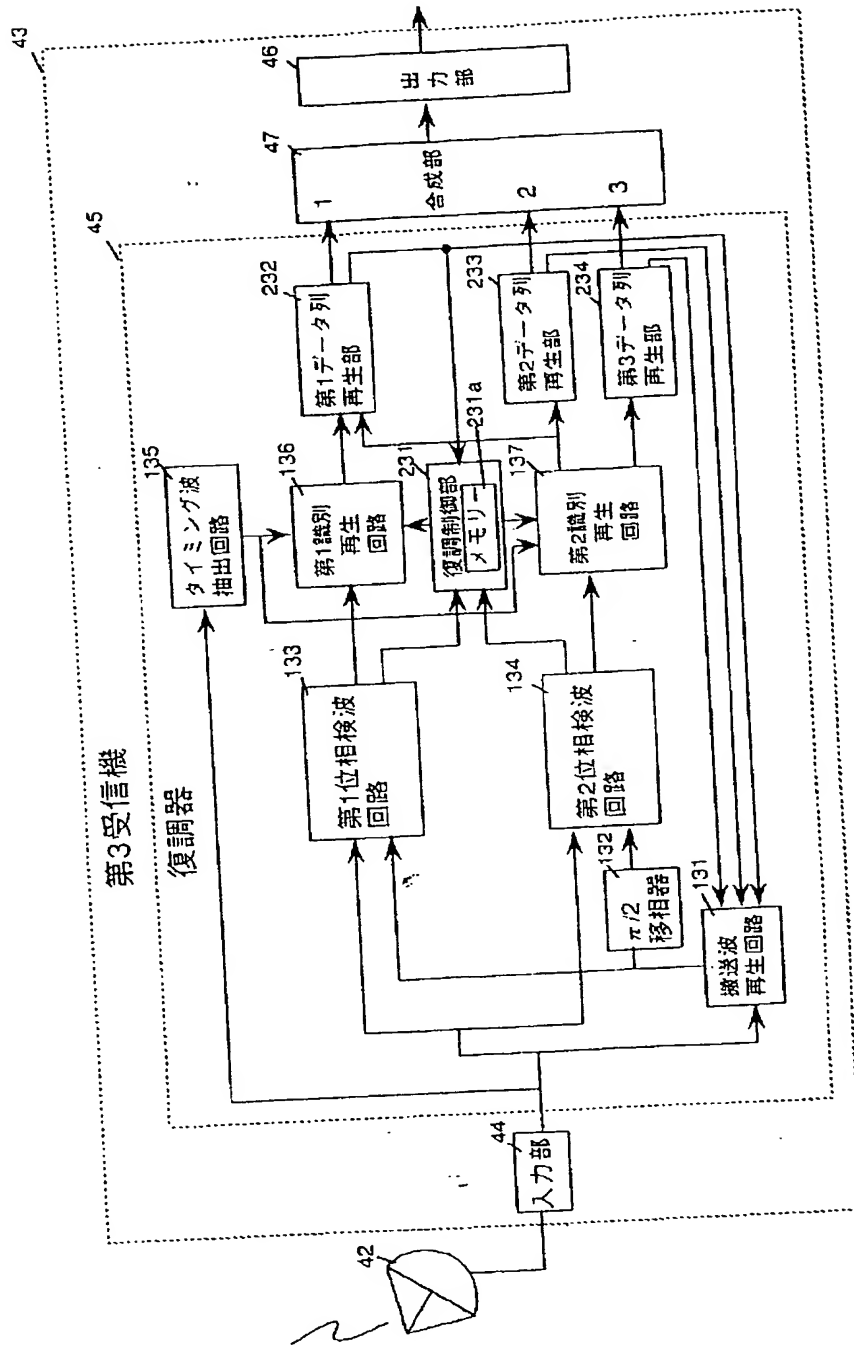
【図73】



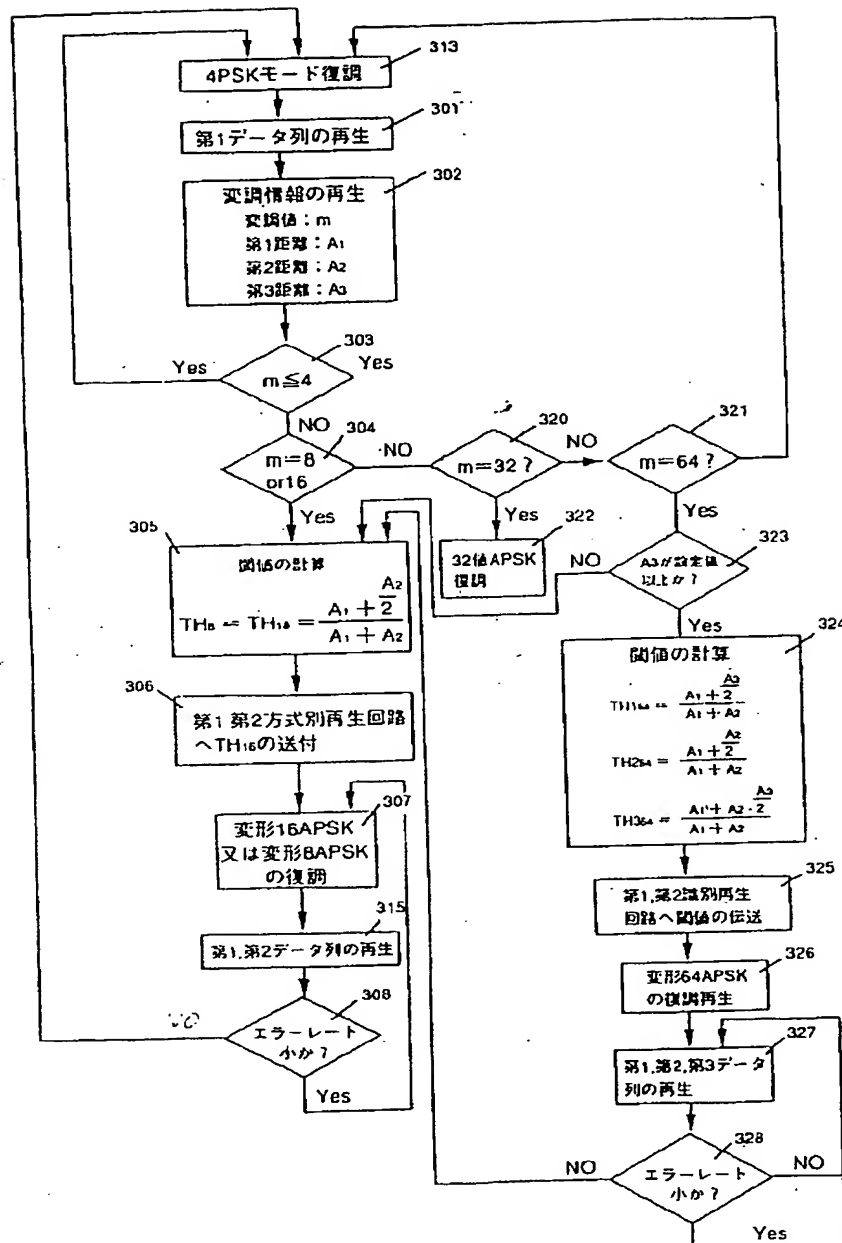
【図24】



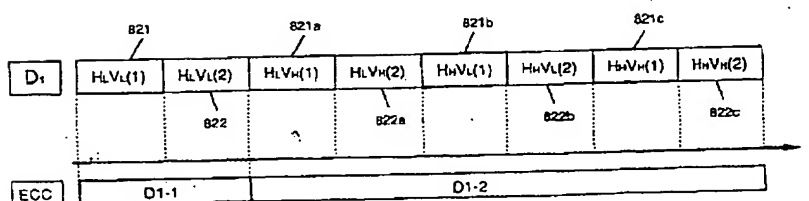
【図26】



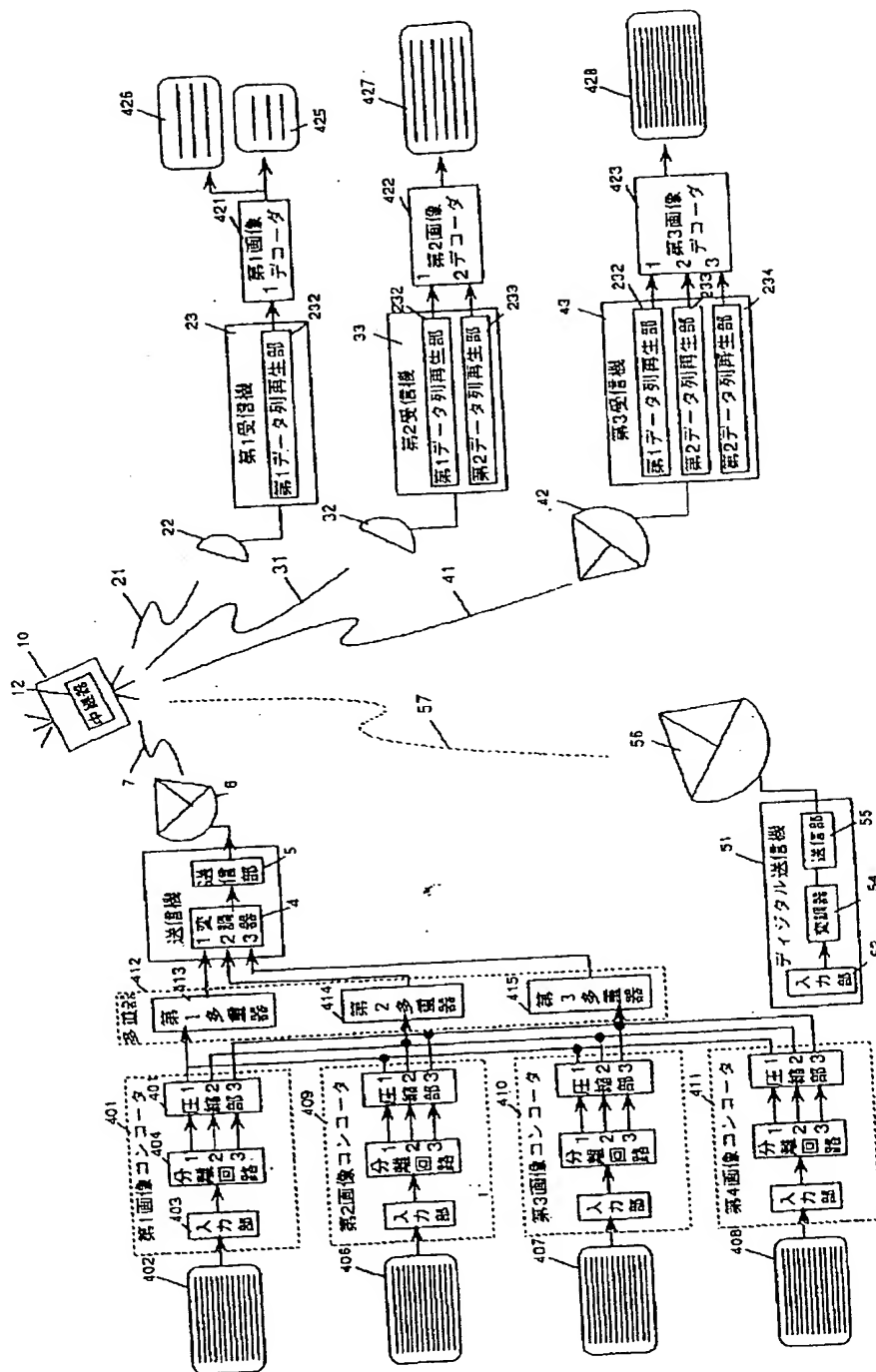
【図28】



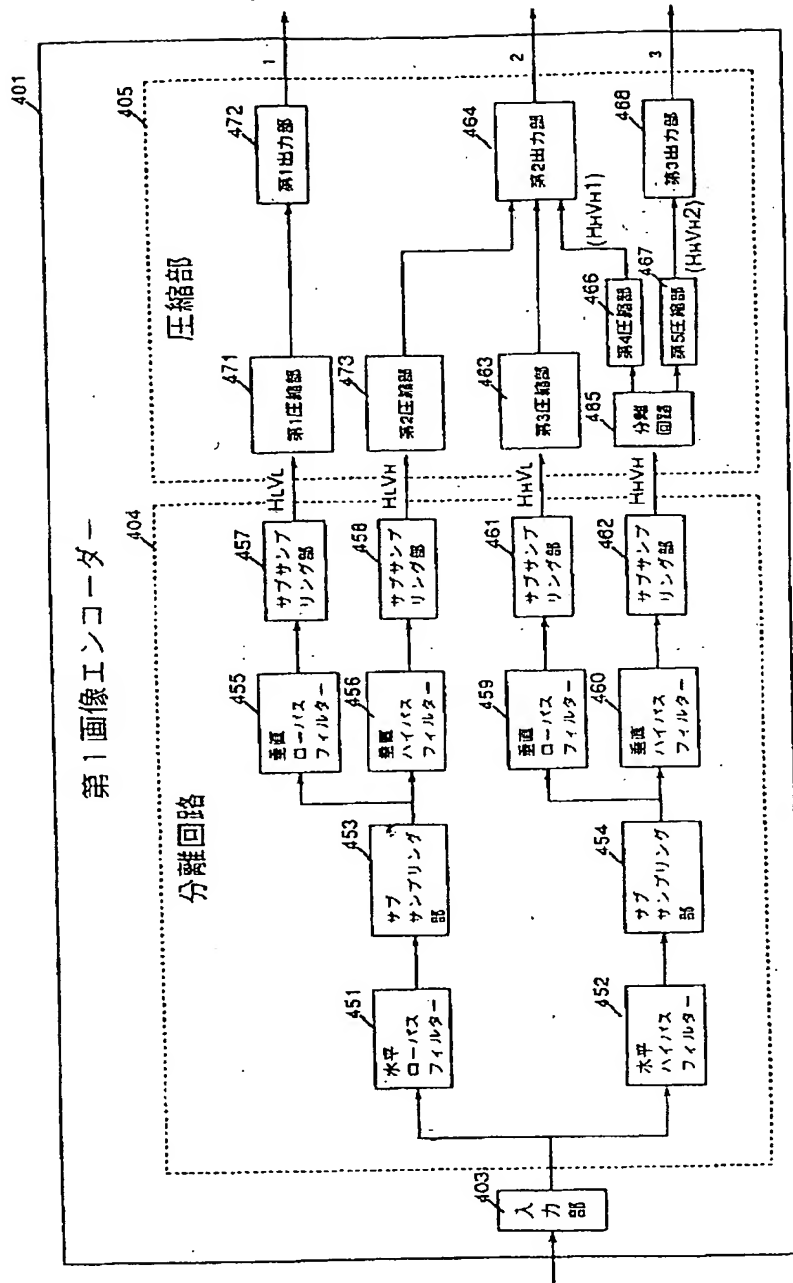
【図76】



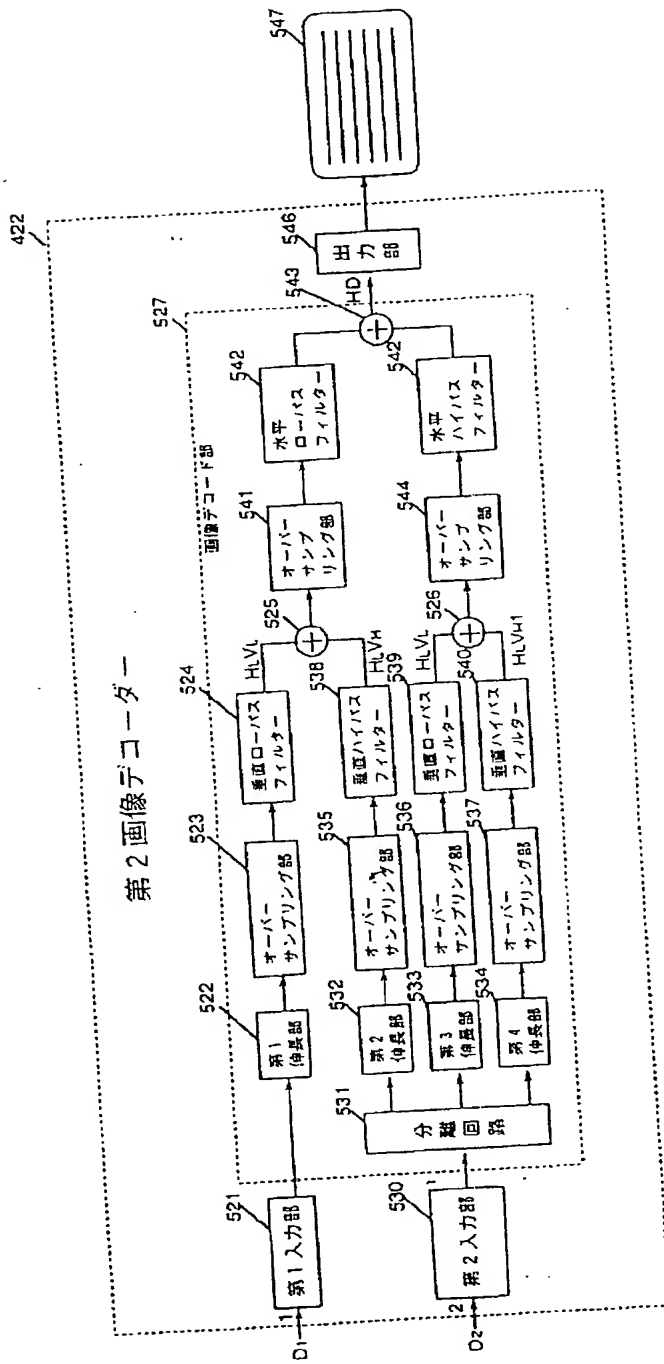
【図29】



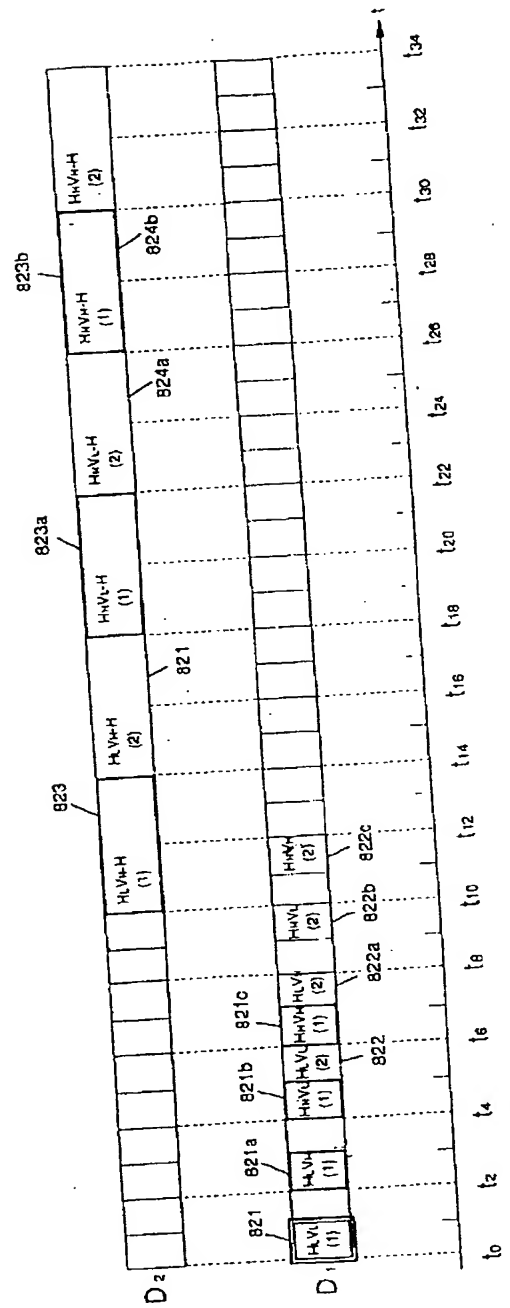
【図30】



【図32】

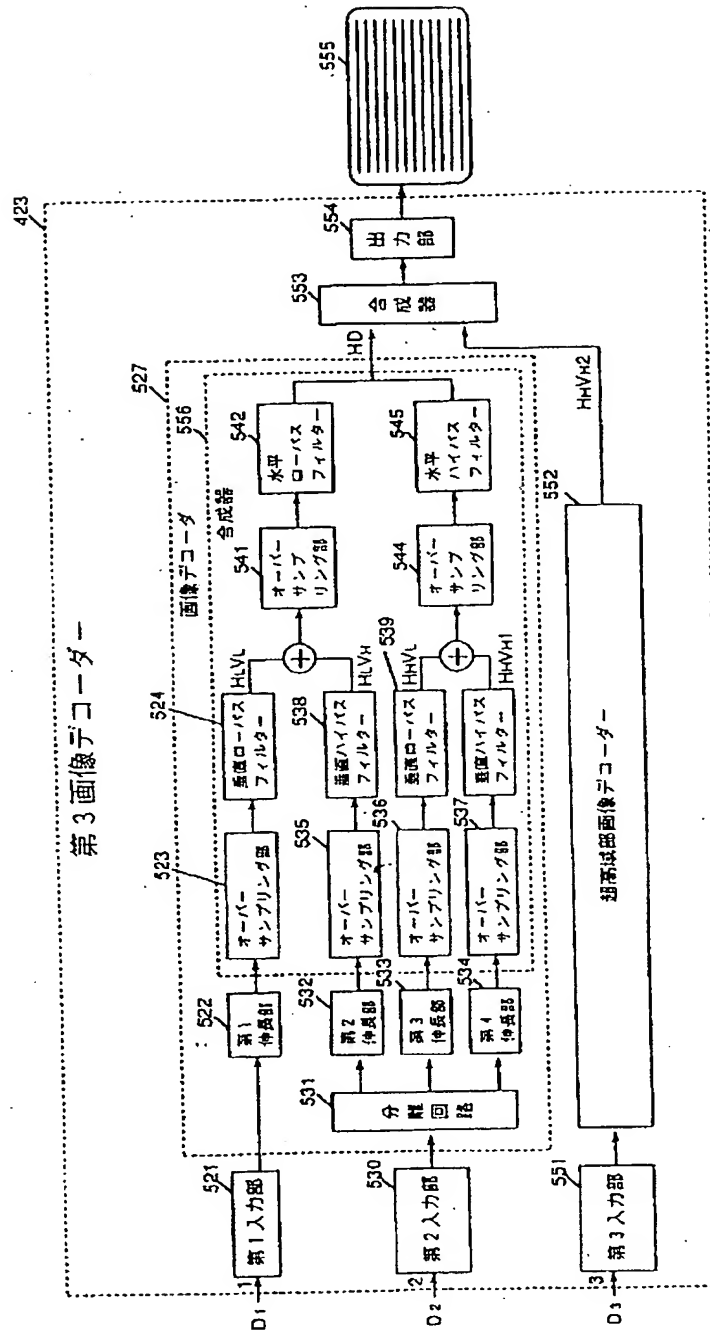


【図77】

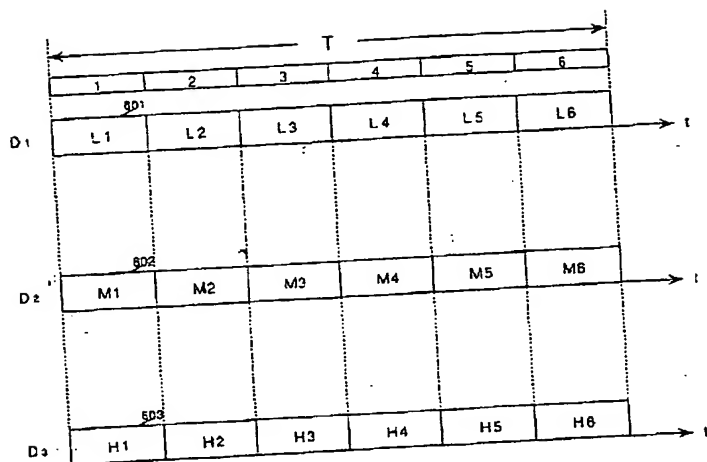




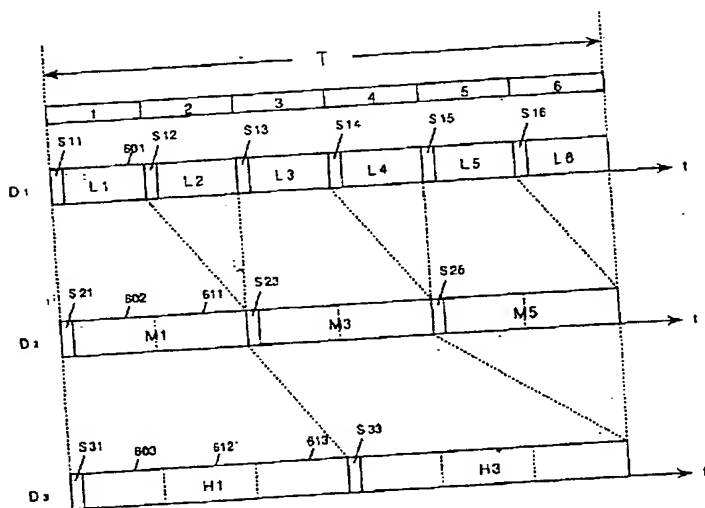
【図 3 3】



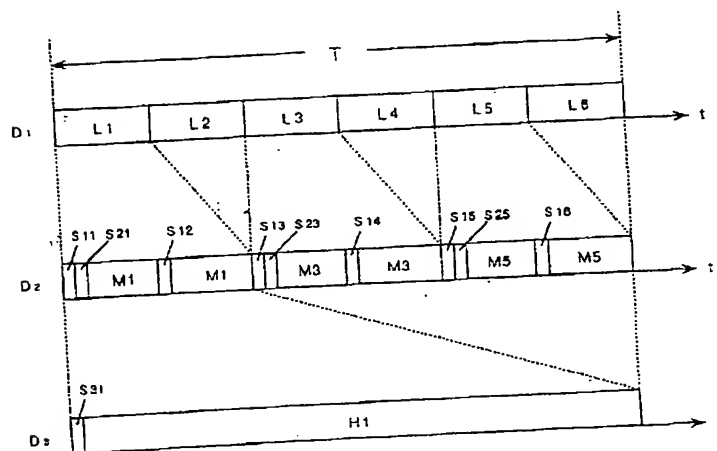
【図34】



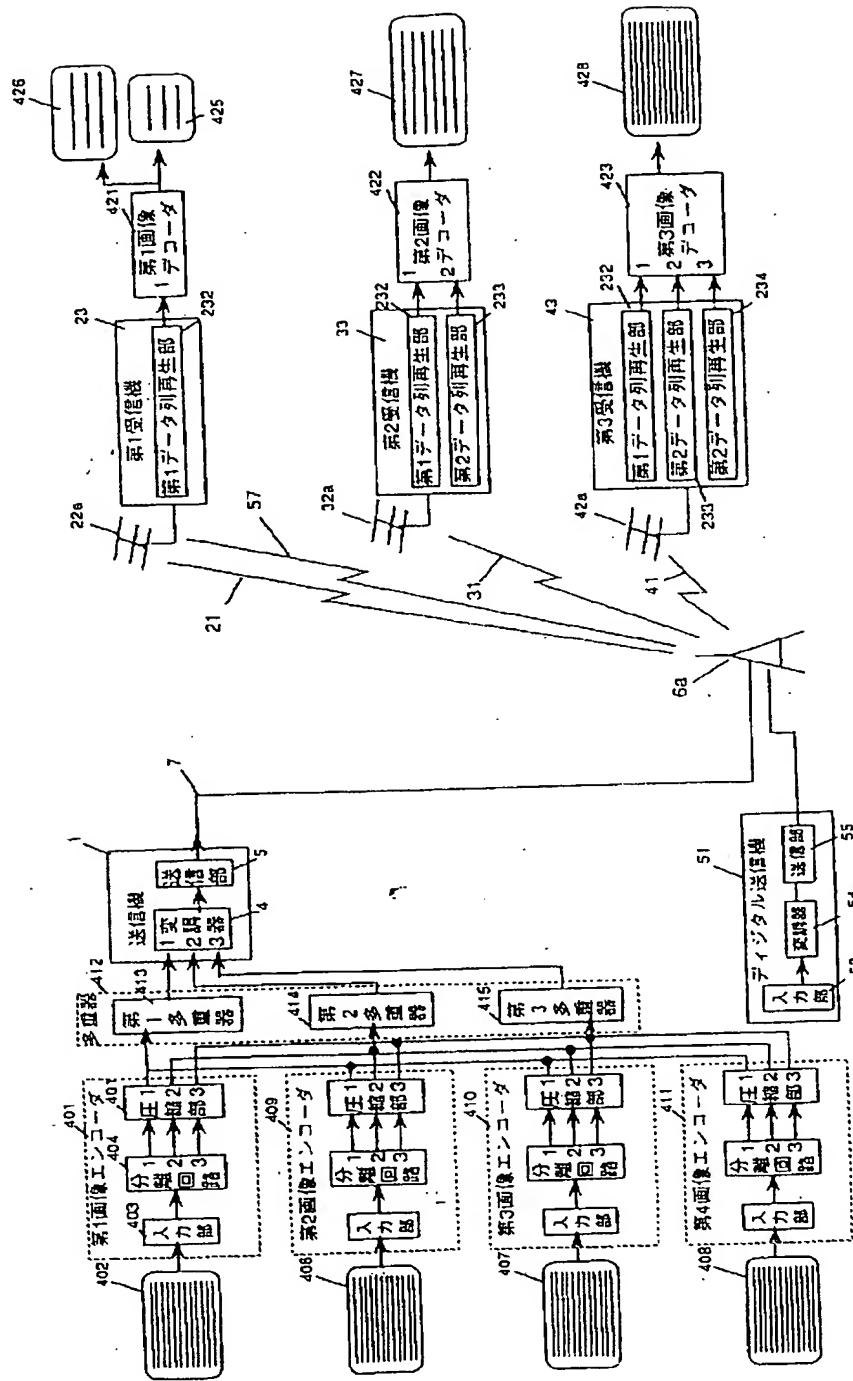
【図35】



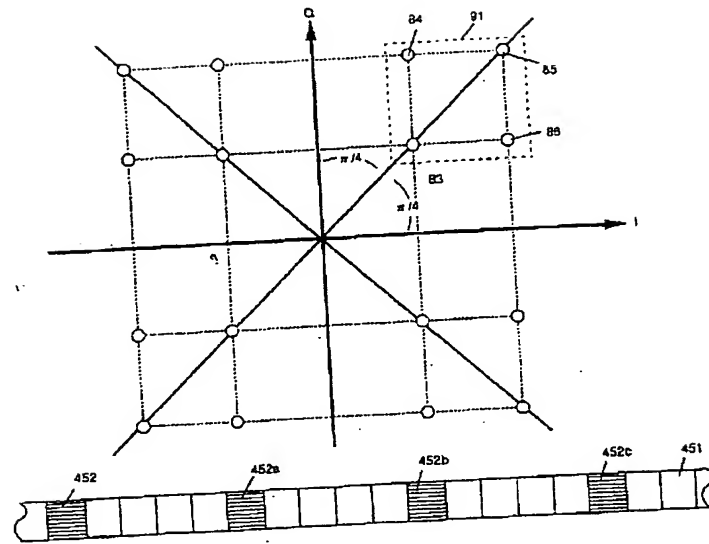
【図36】



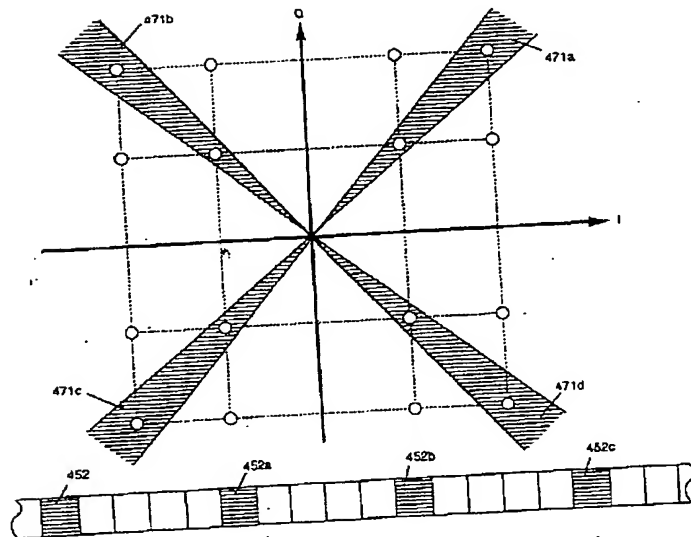
【図37】



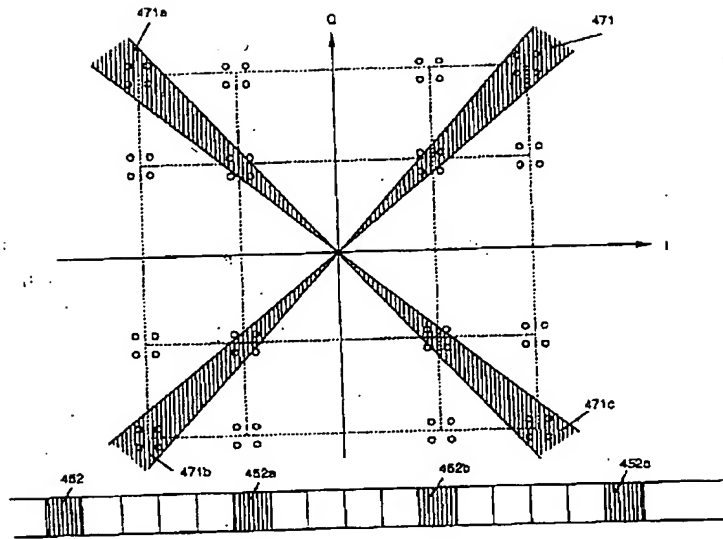
【図 38】



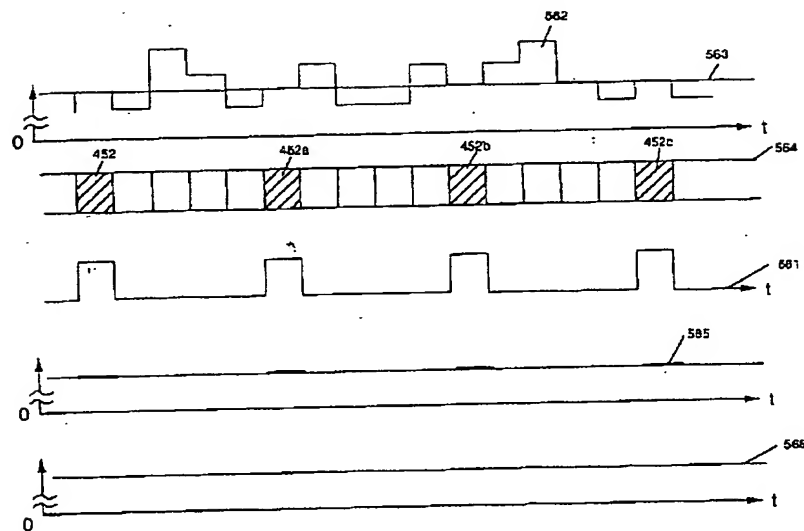
【図 39】



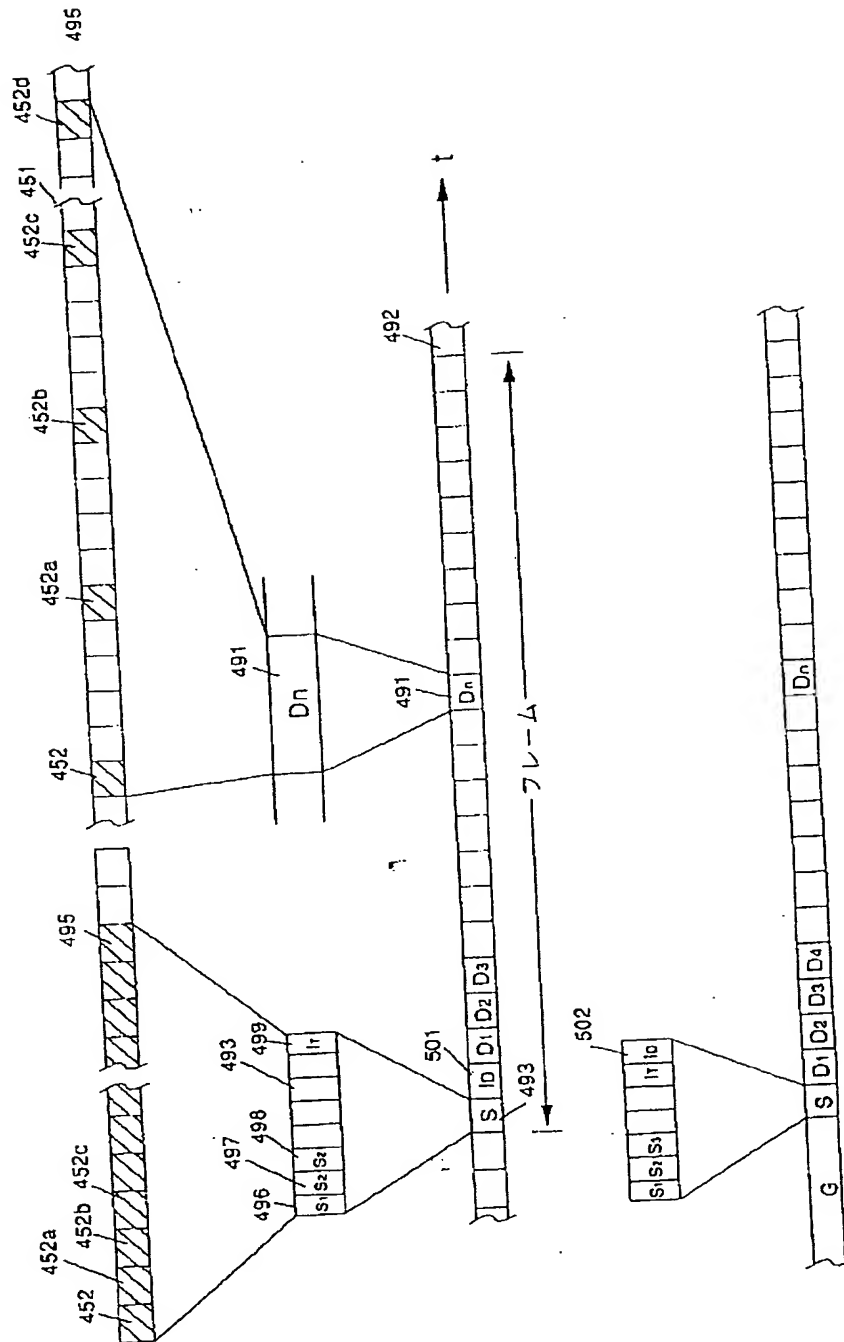
【図40】



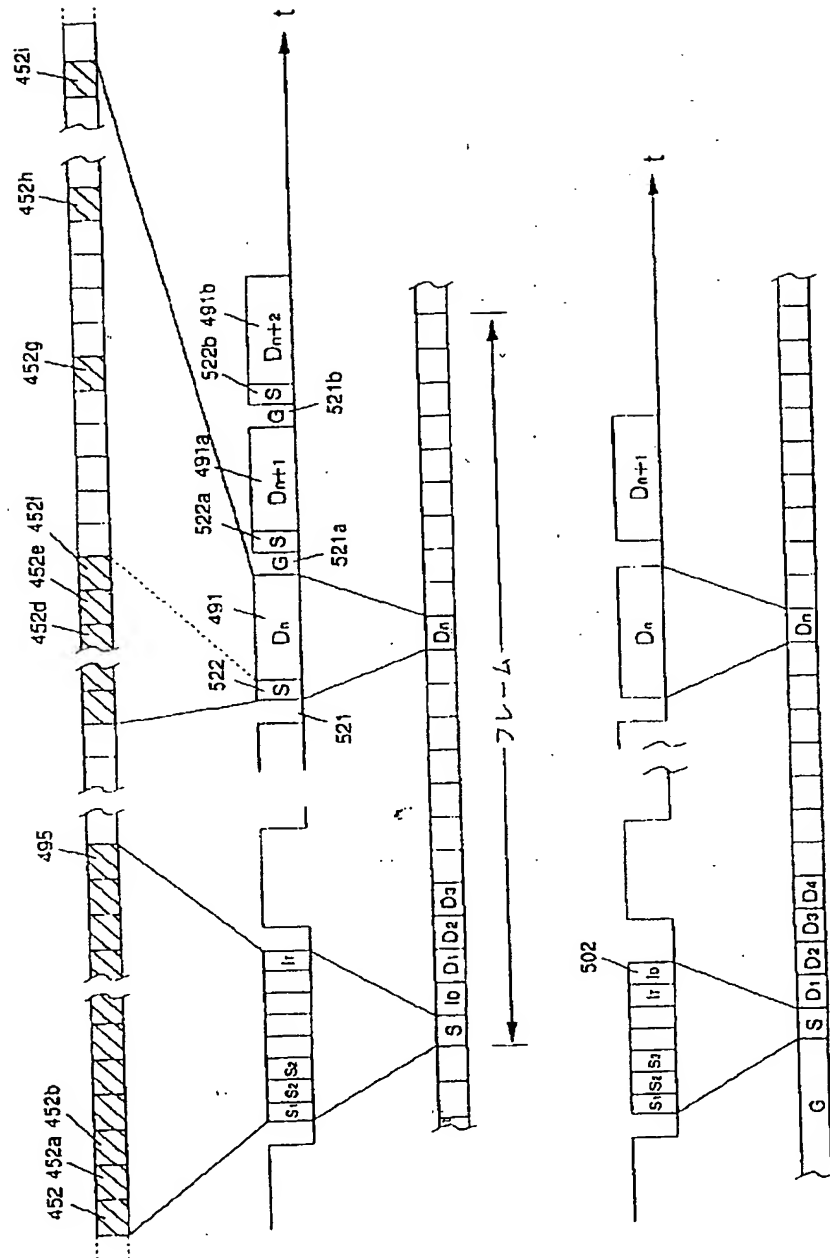
【図44】



【図 4 1】

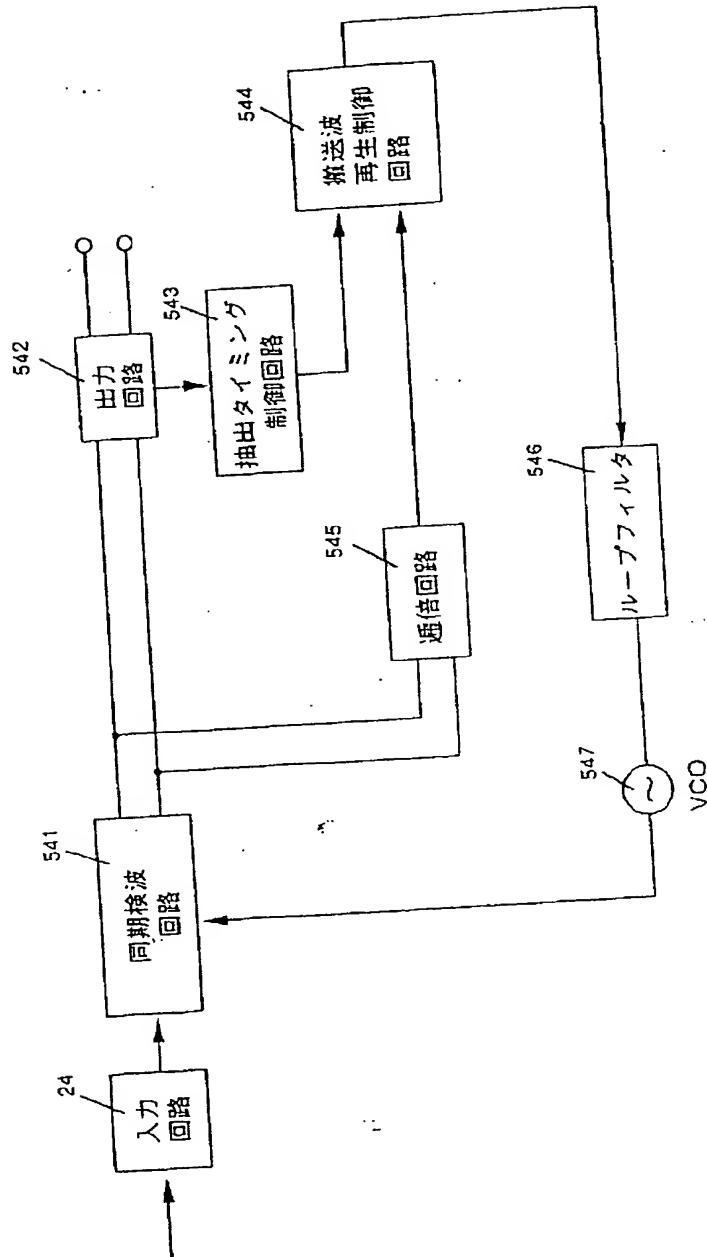


【図 4 2】



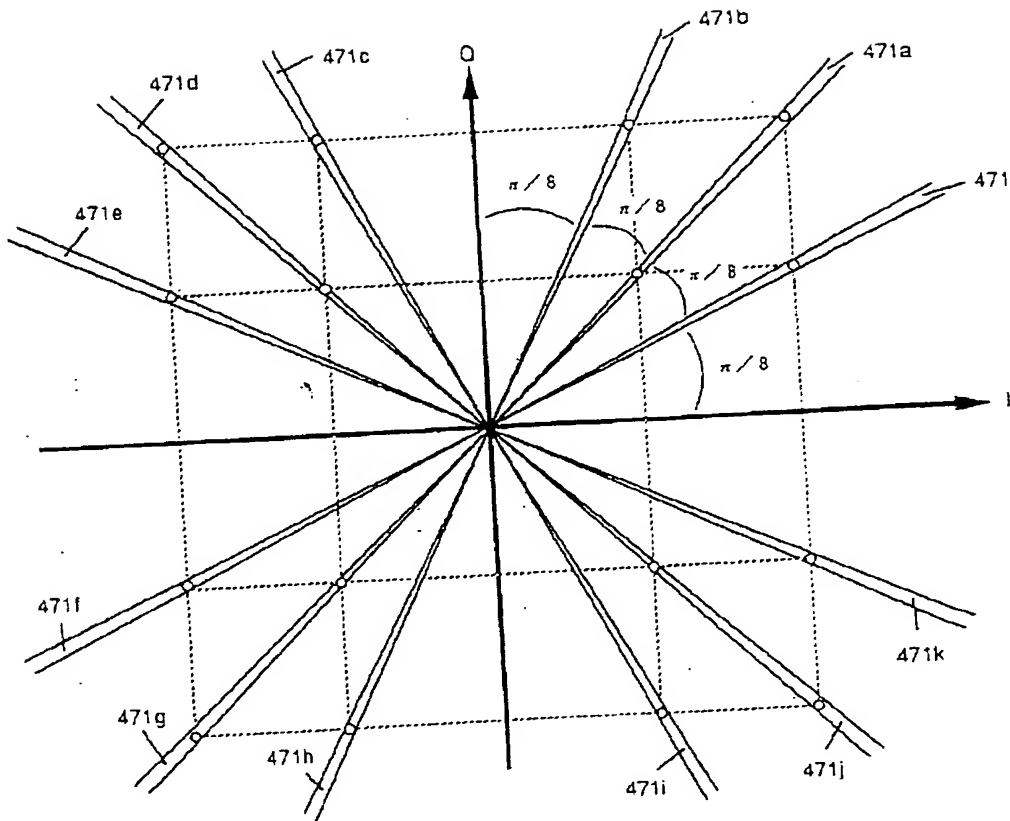


【図 4 3】

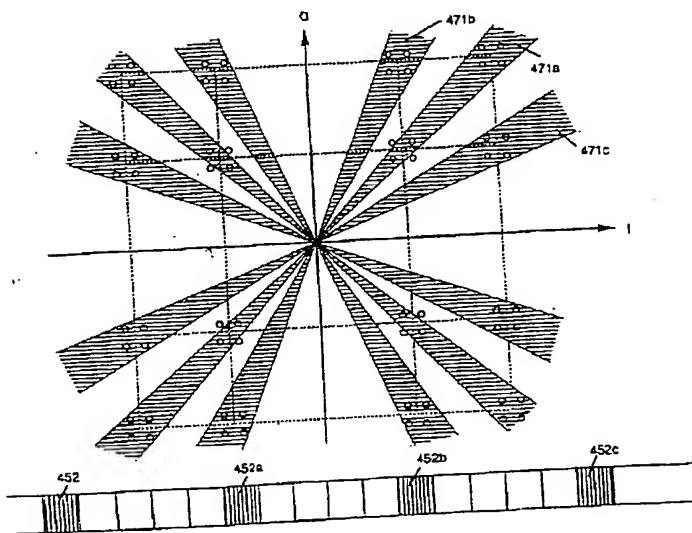




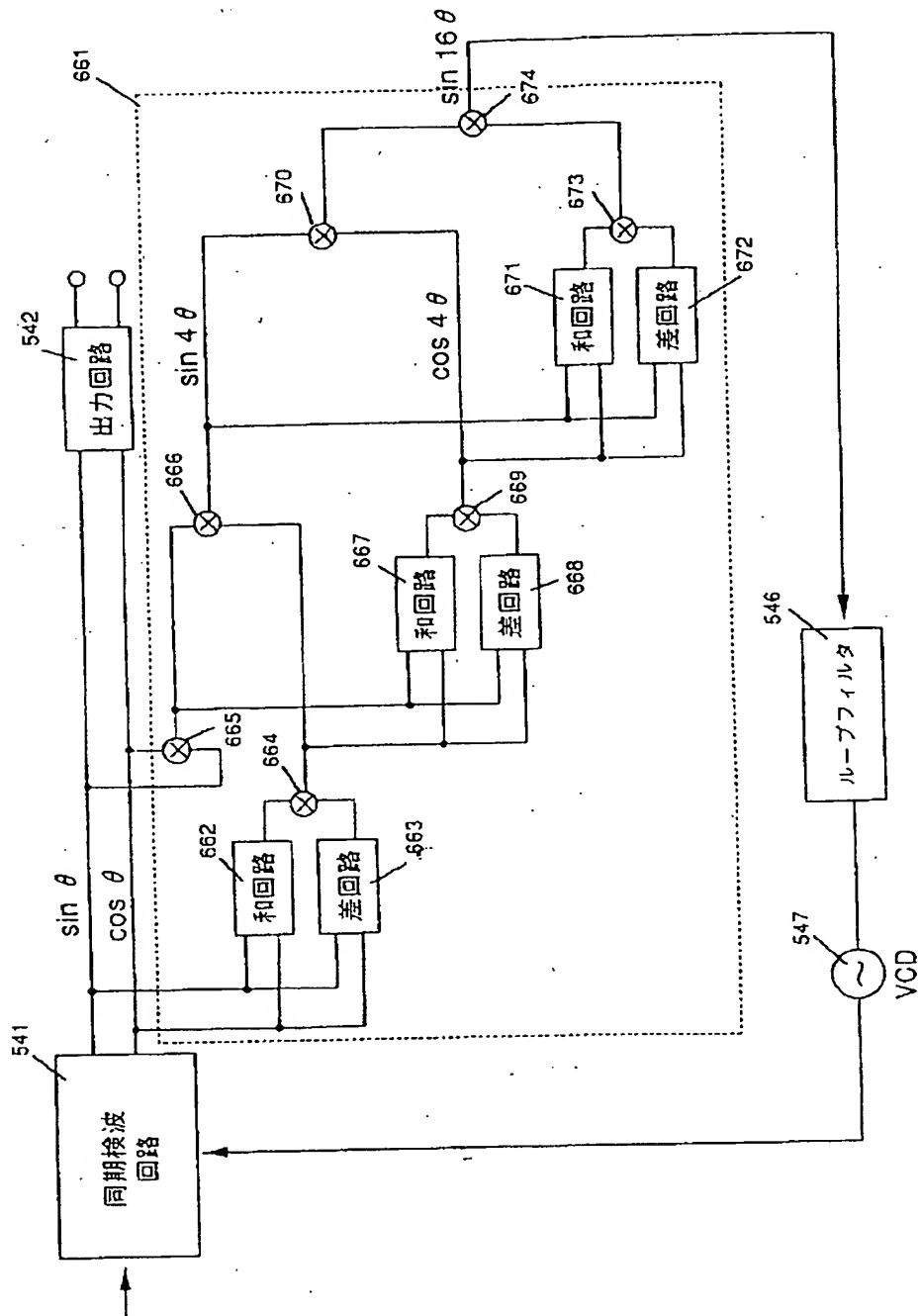
【図 46】



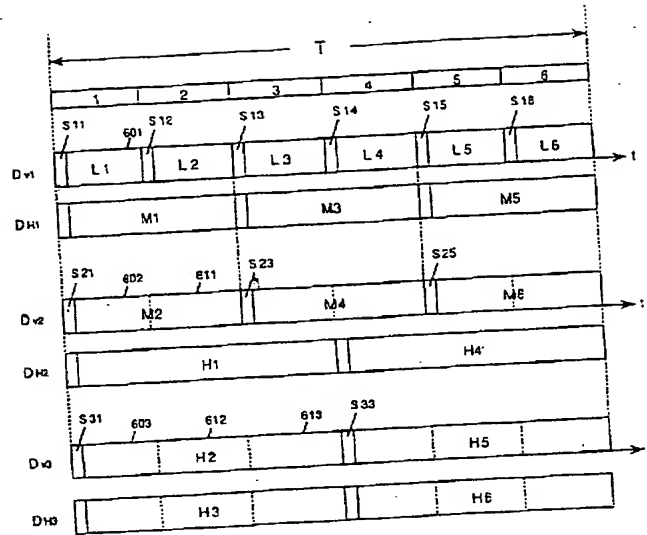
【図 47】



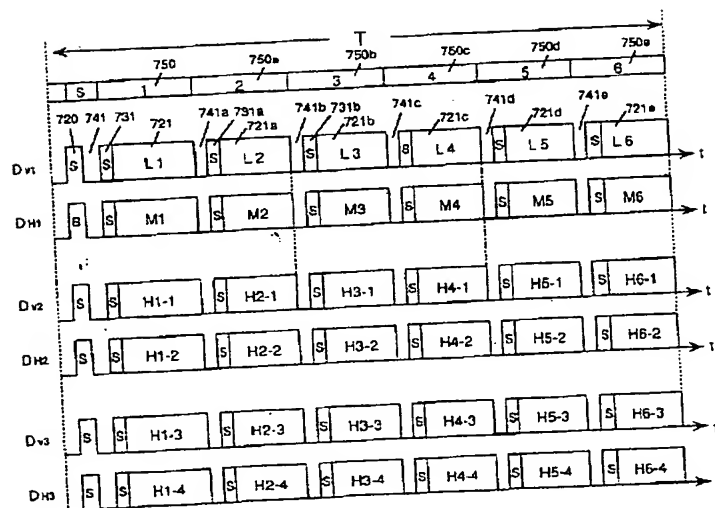
【図48】



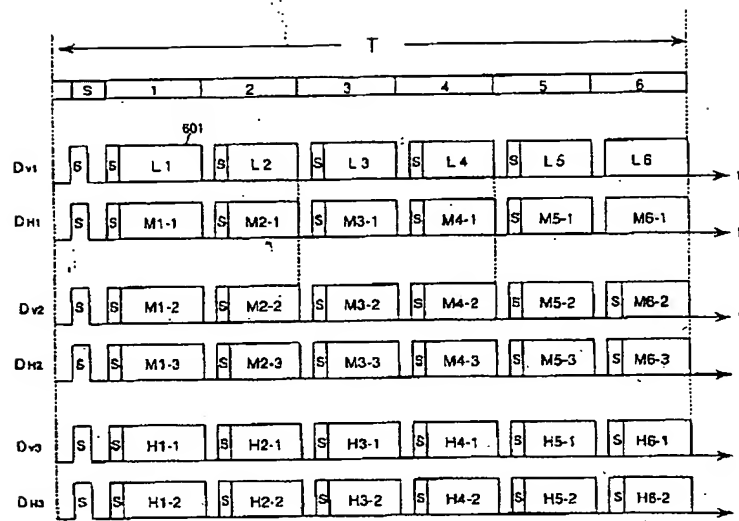
【図 49】



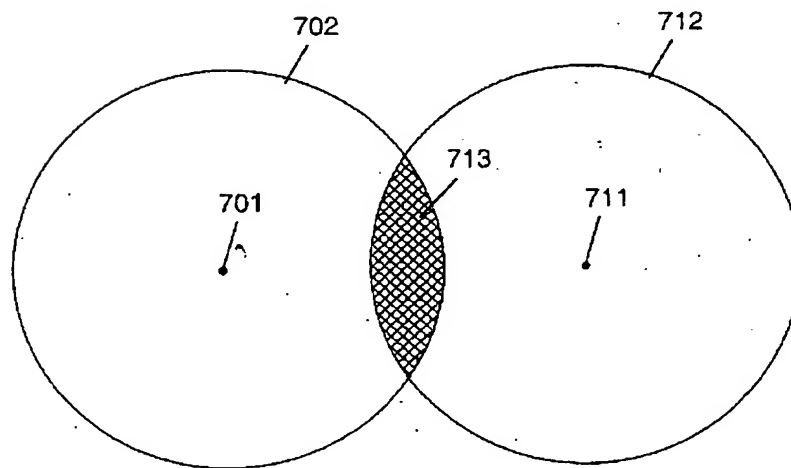
【図 50】



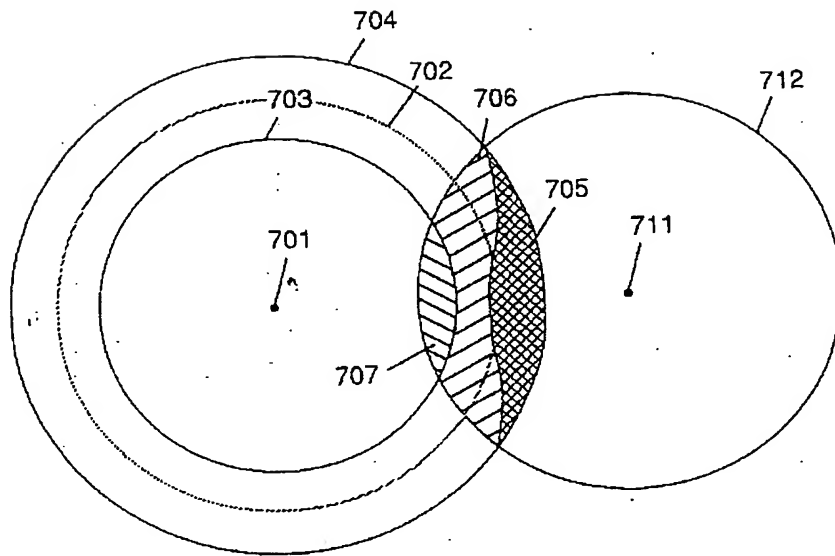
【図 5 1】



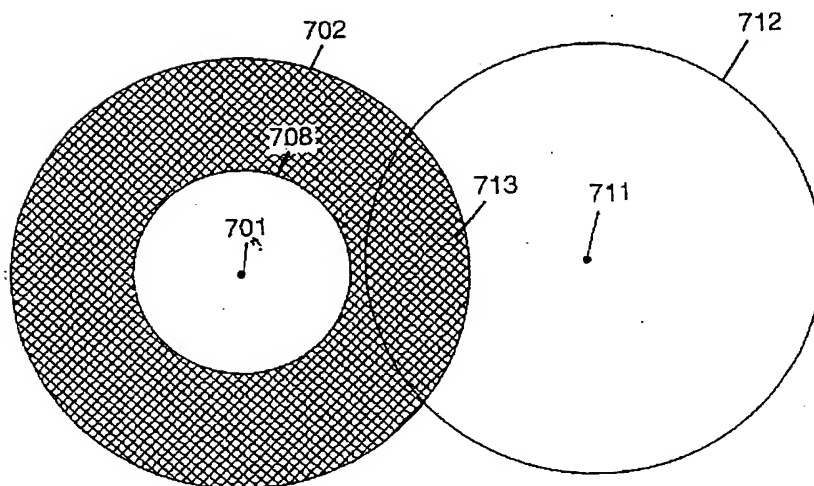
【図 5 2】



【図53】

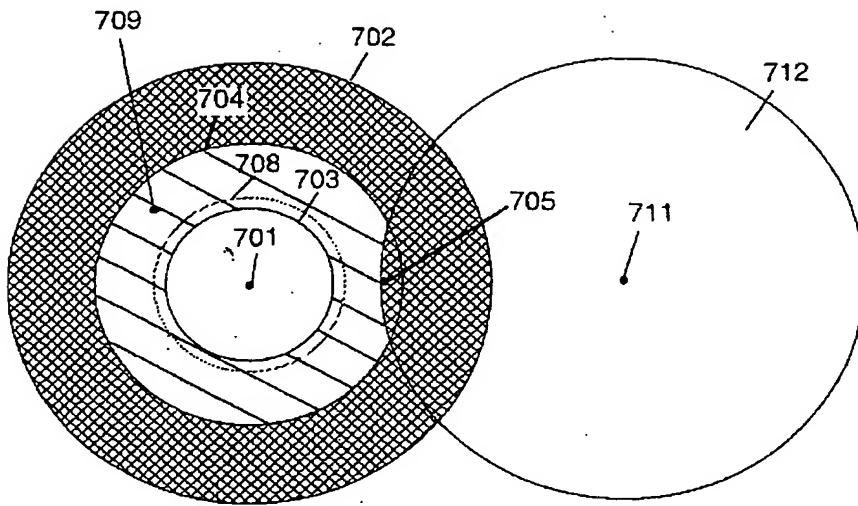


【図54】

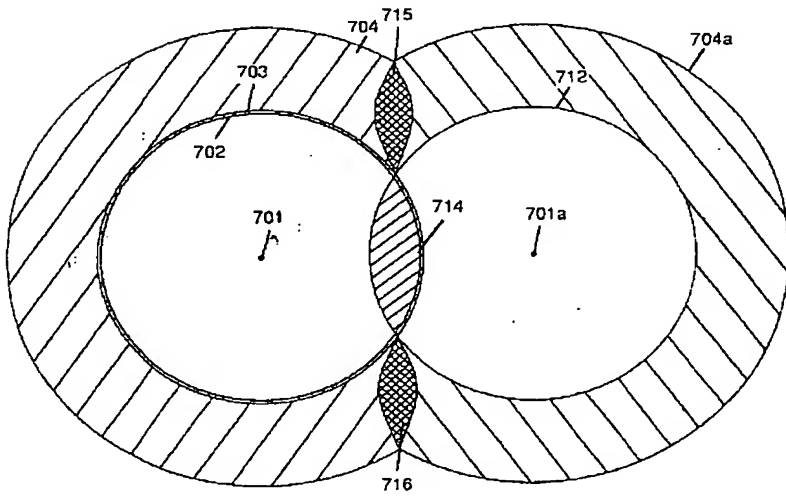




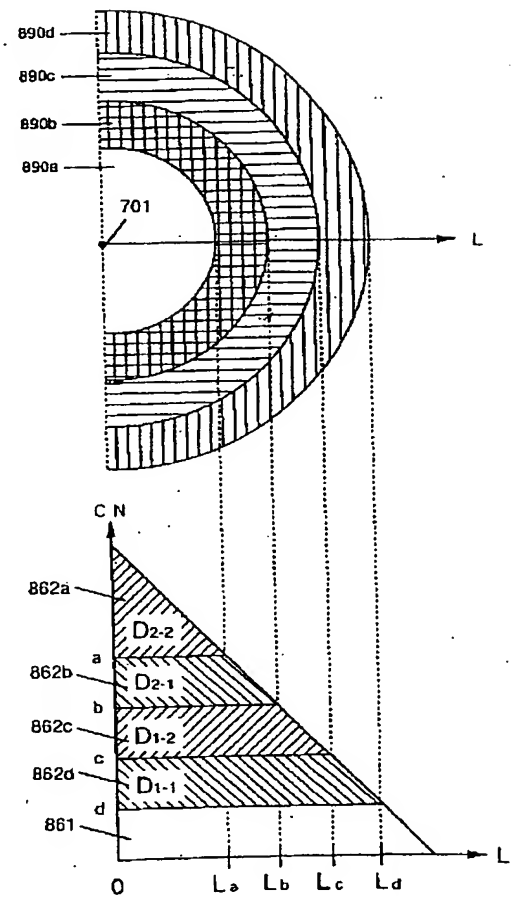
【図 55】



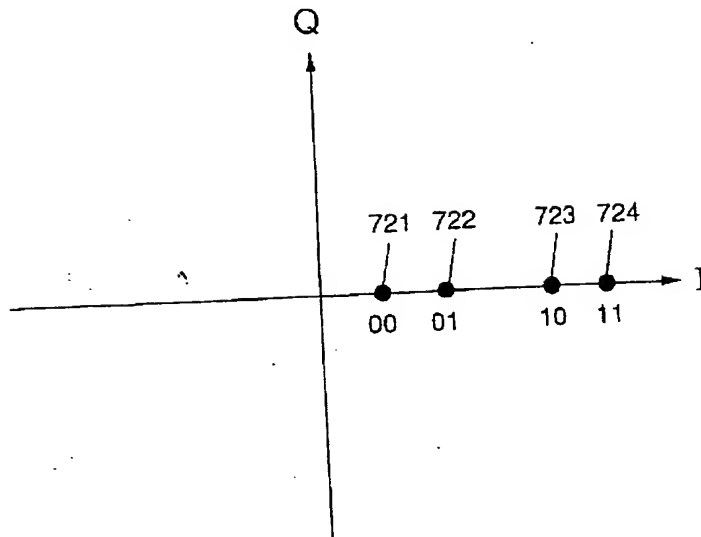
【図 56】



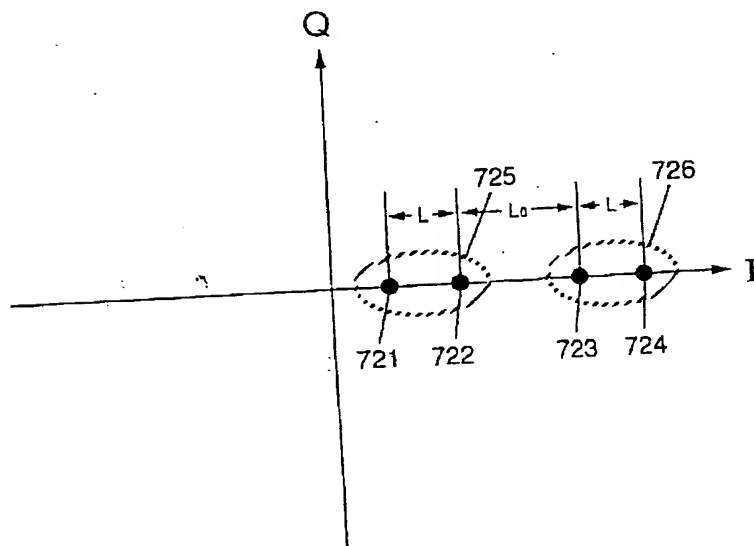
【図 92】



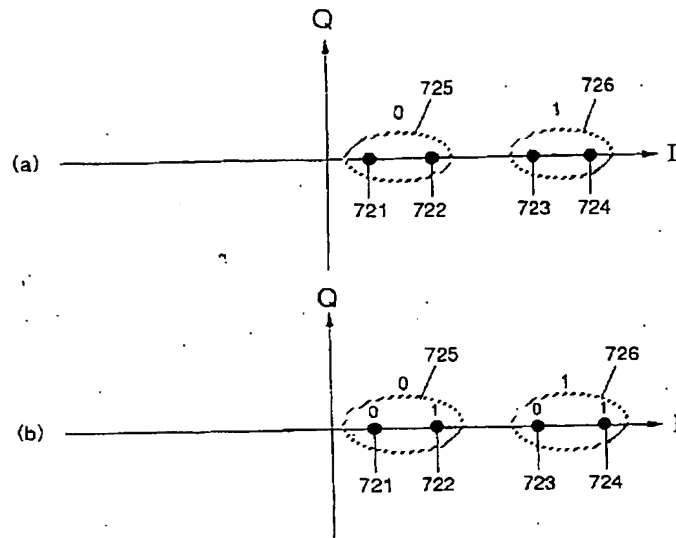
【図 57】



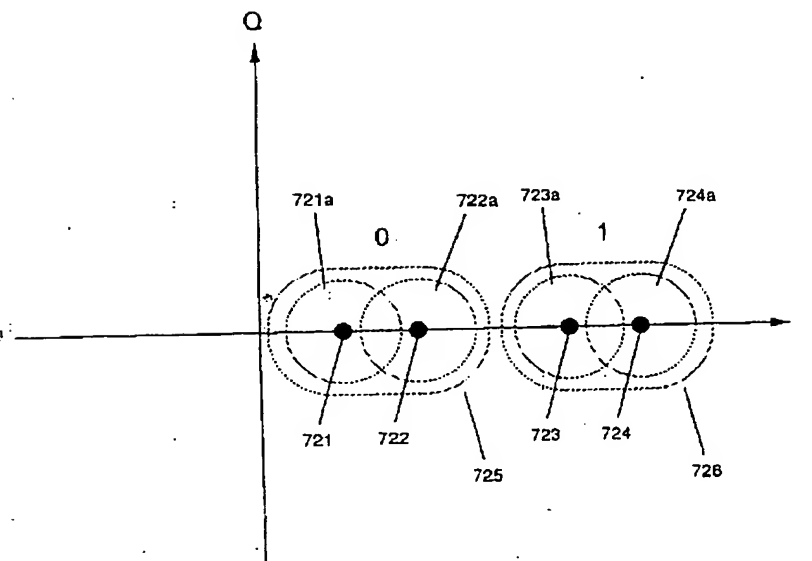
【図 58】



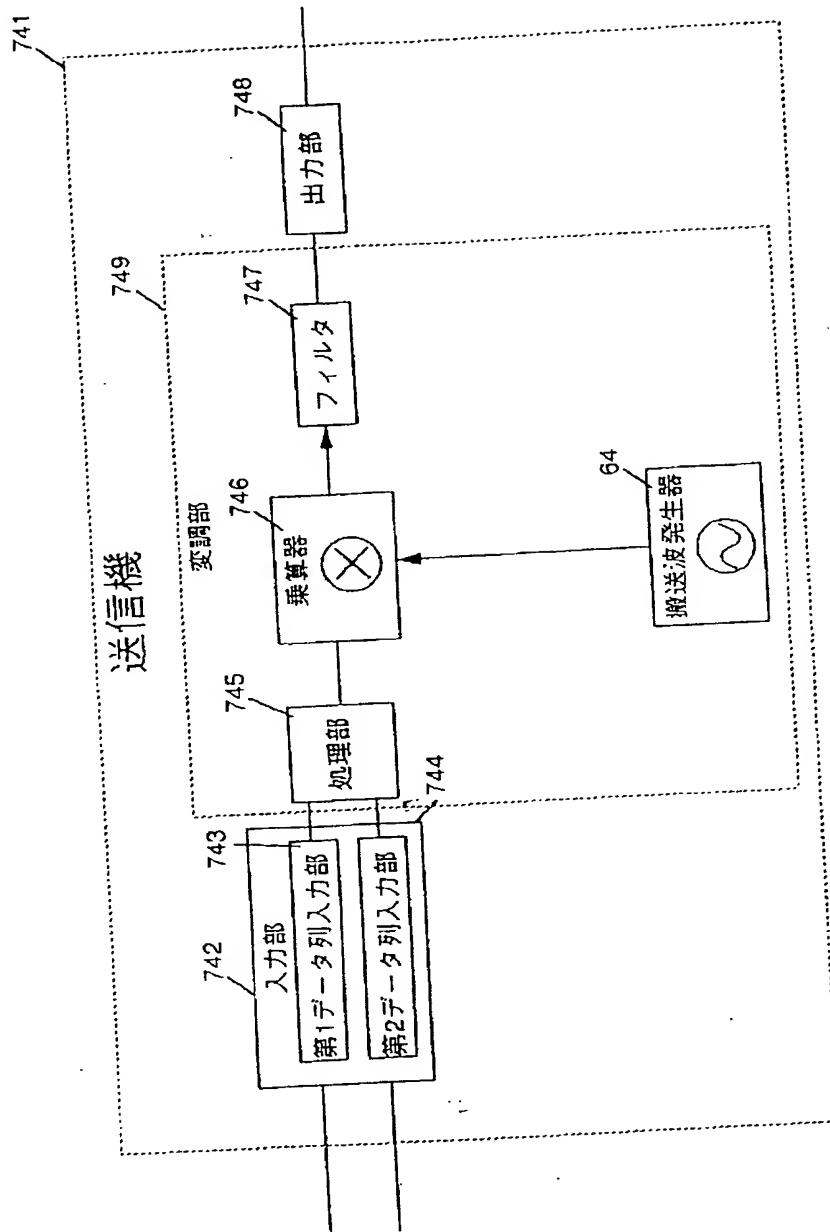
【図 5 9】



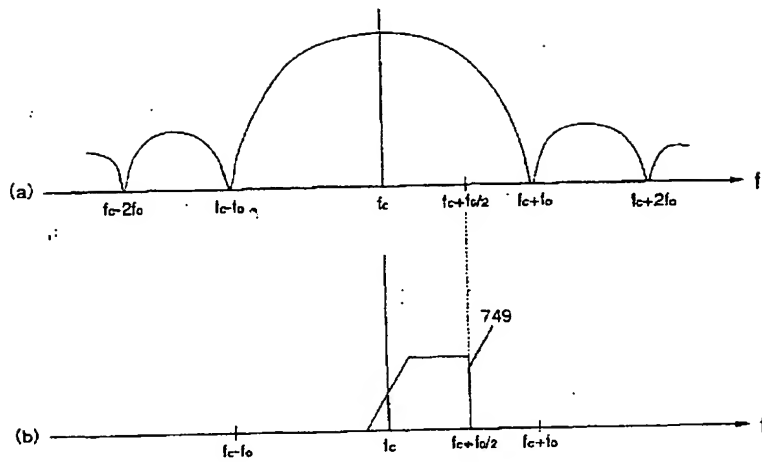
【図 6 0】



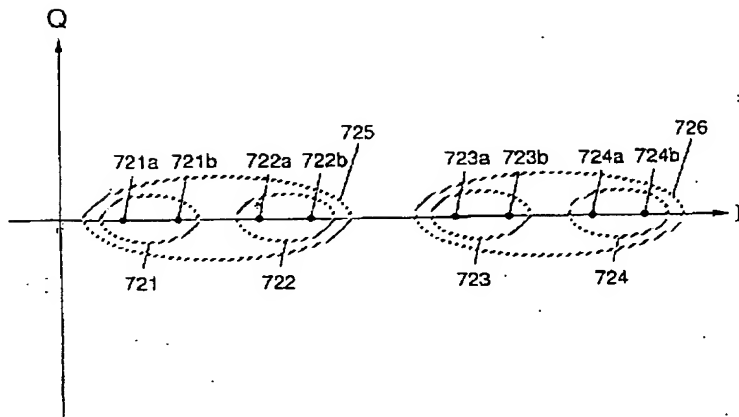
【図61】



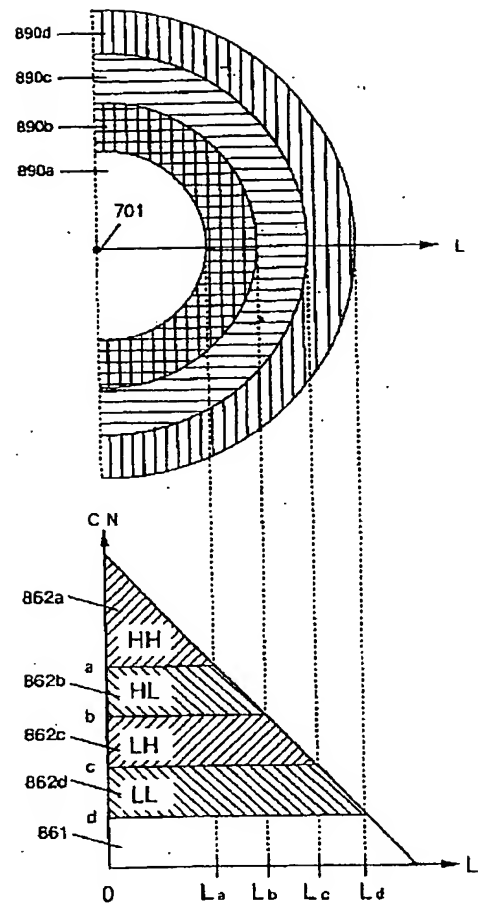
【図 62】



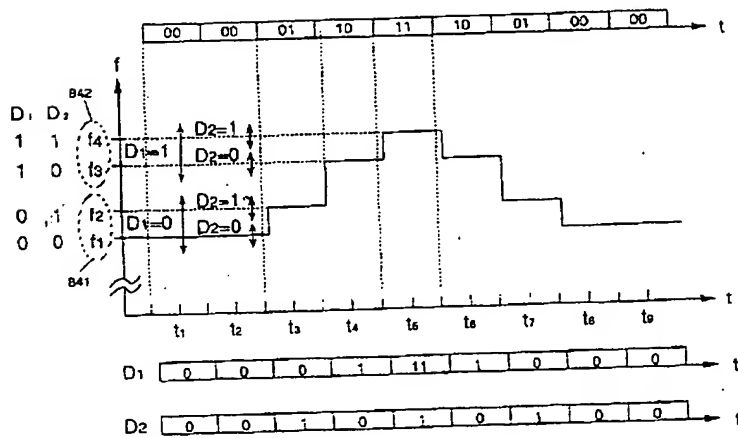
【図 68】



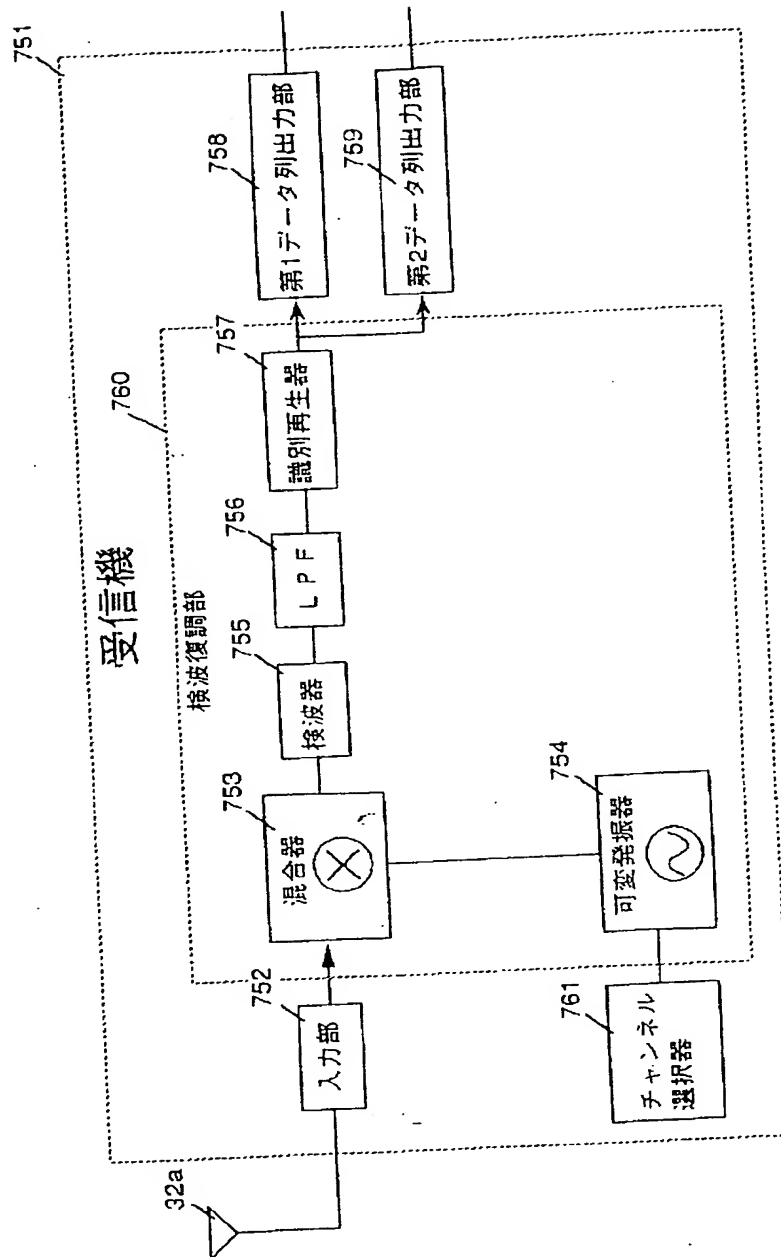
【図 95】



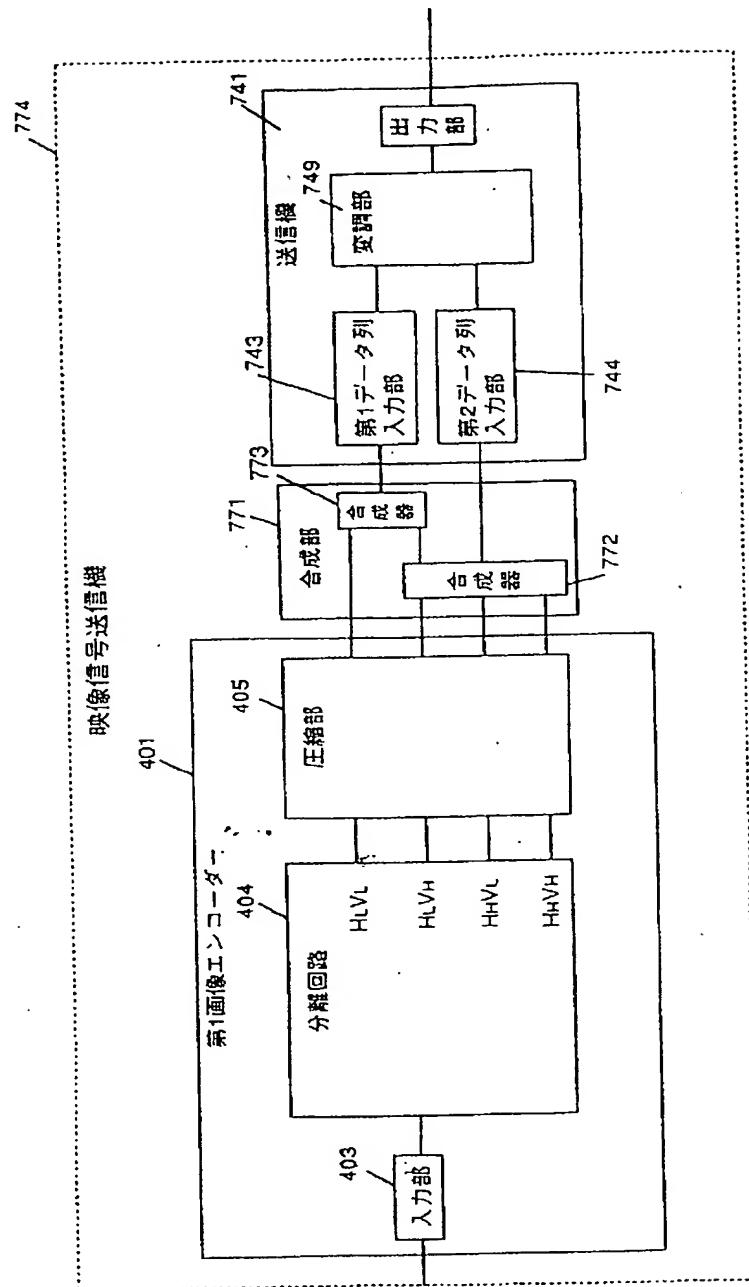
【図 83】



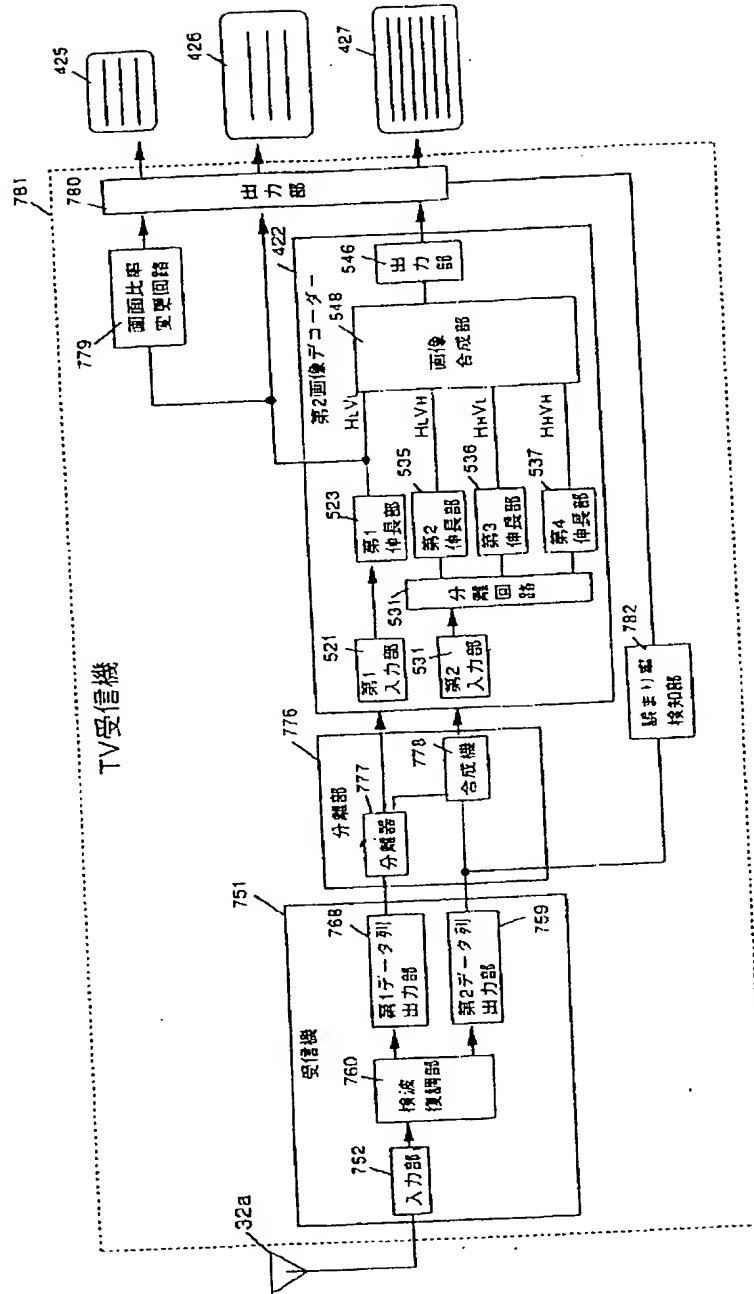
【図 6 3】



【図64】

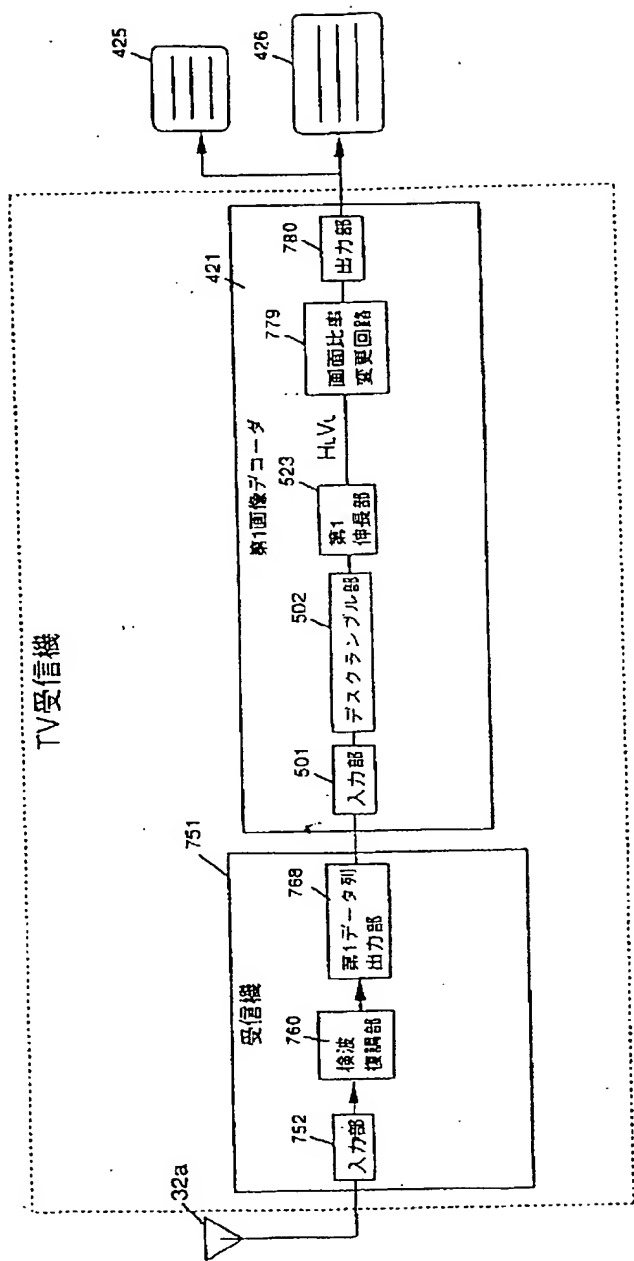


【図65】

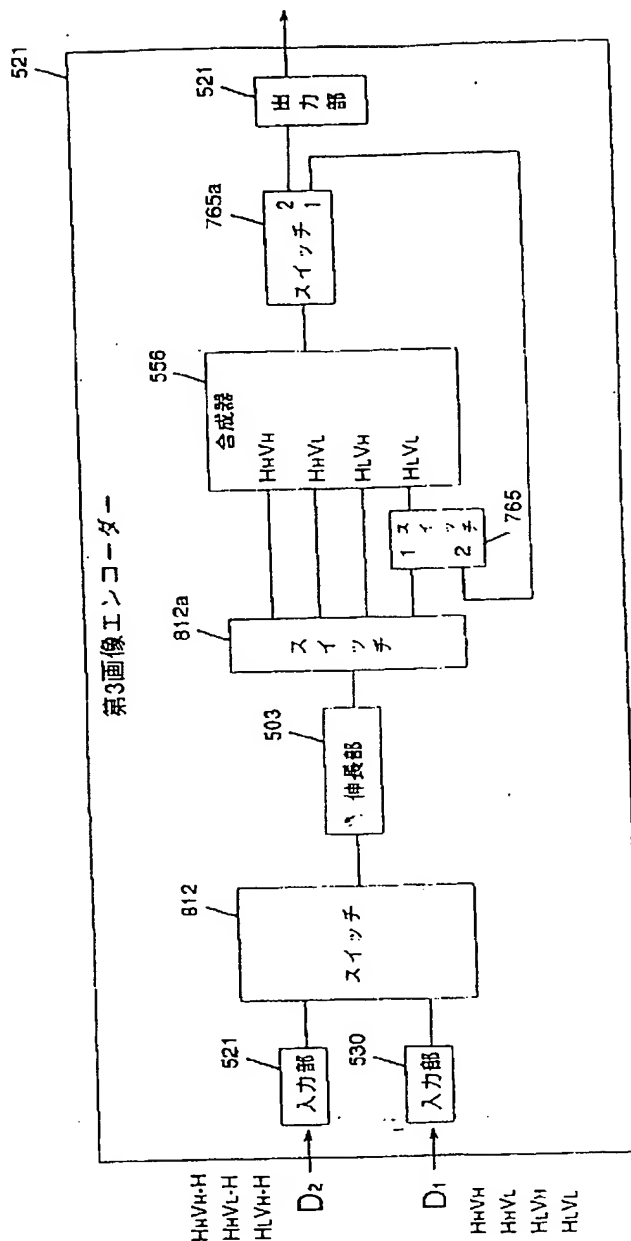




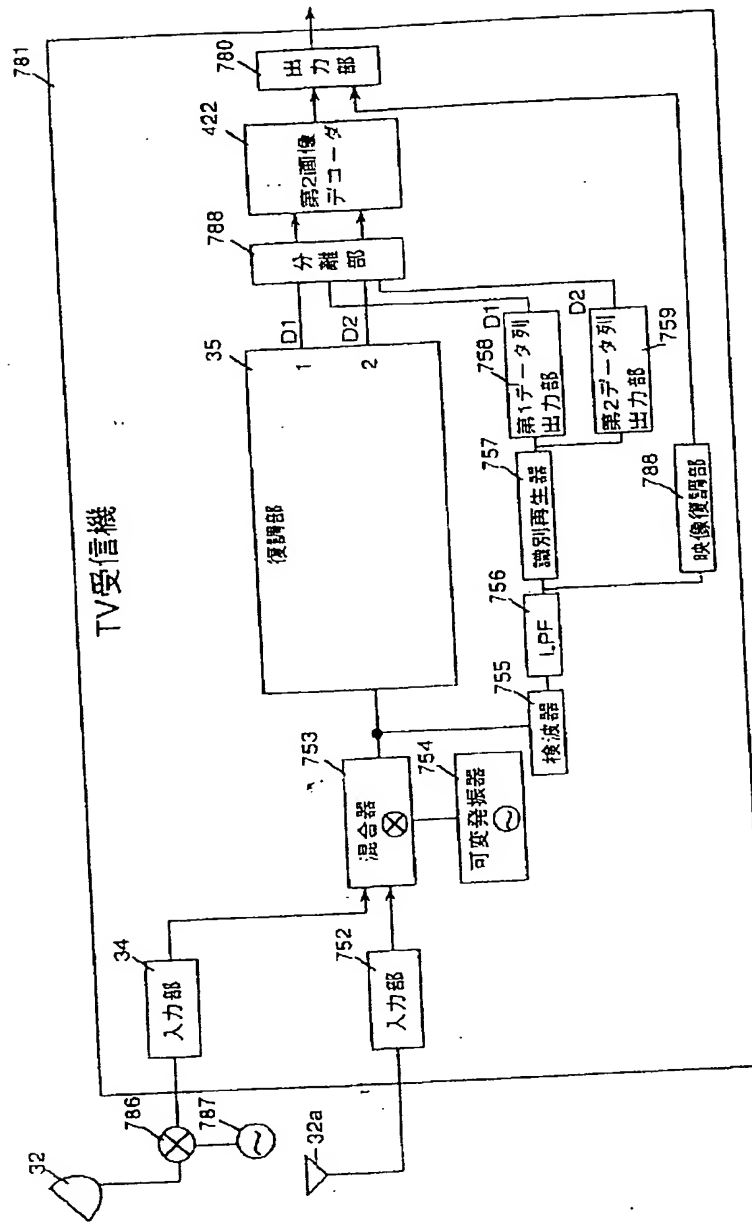
【図 6 6】



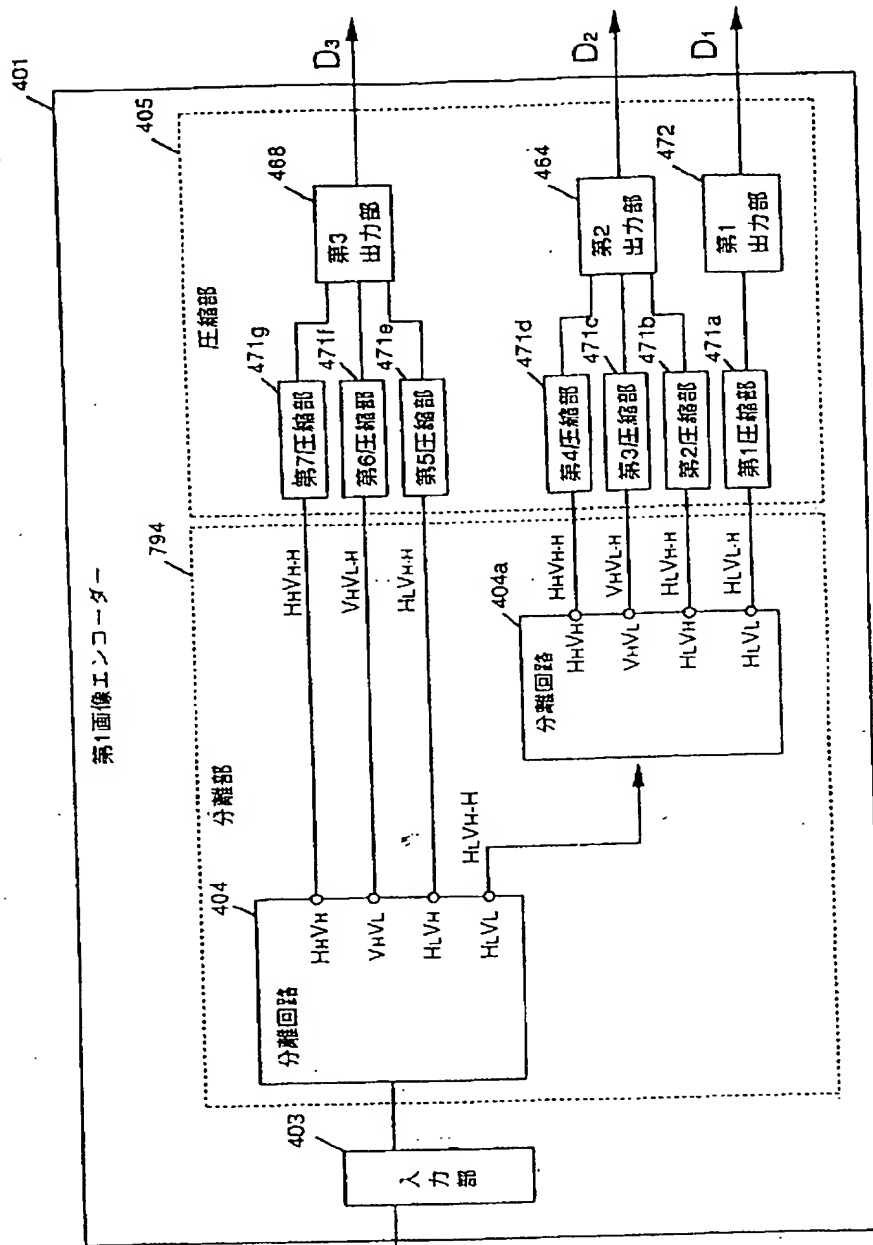
【図 7 8】



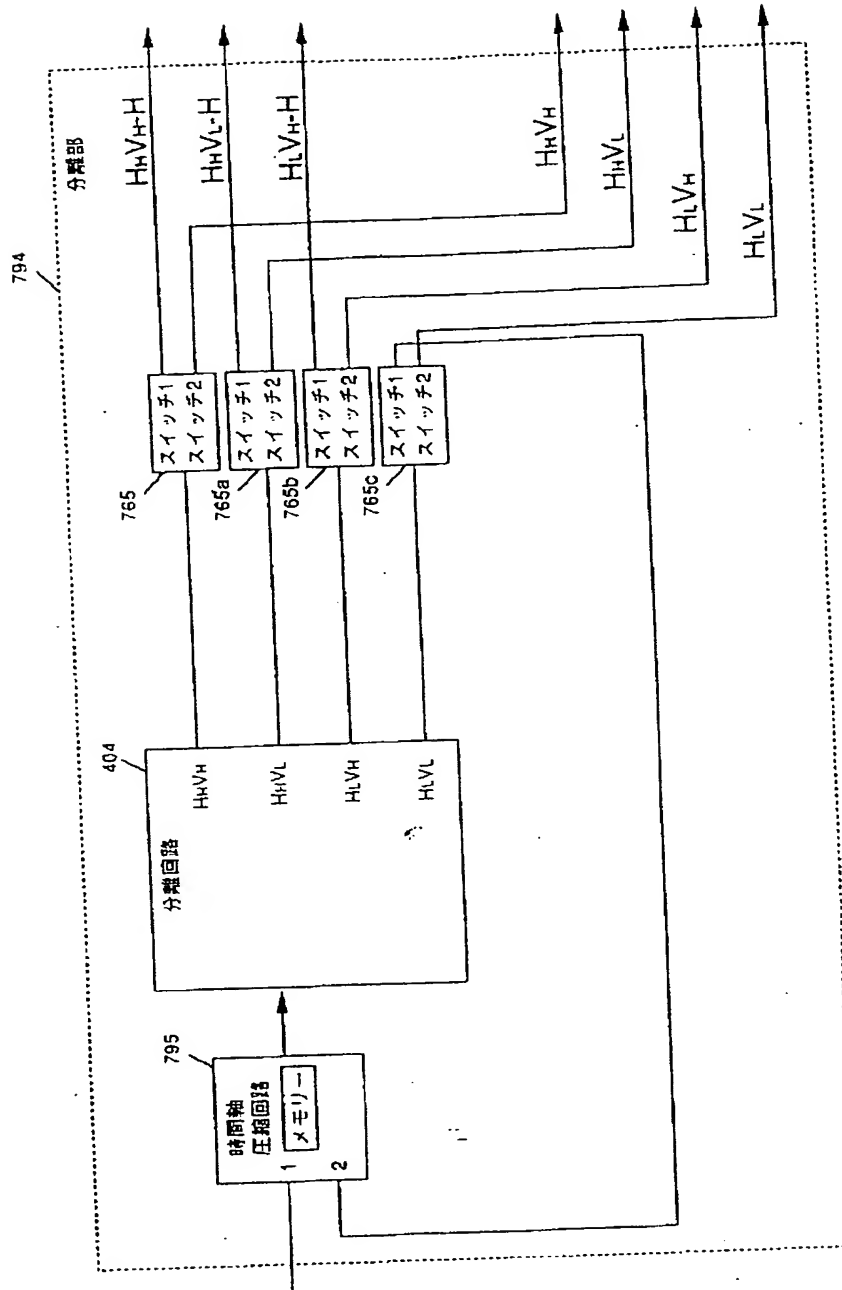
【図67】



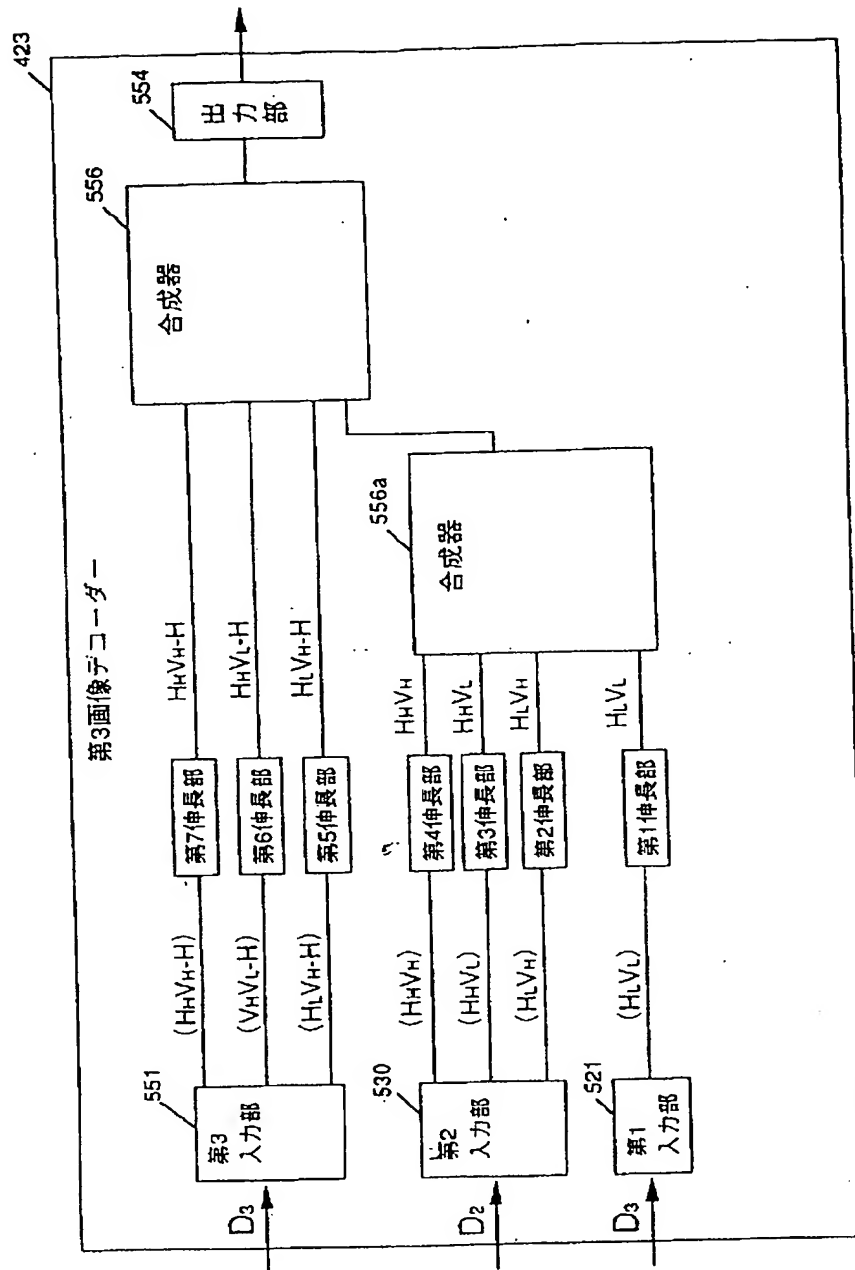
【図69】



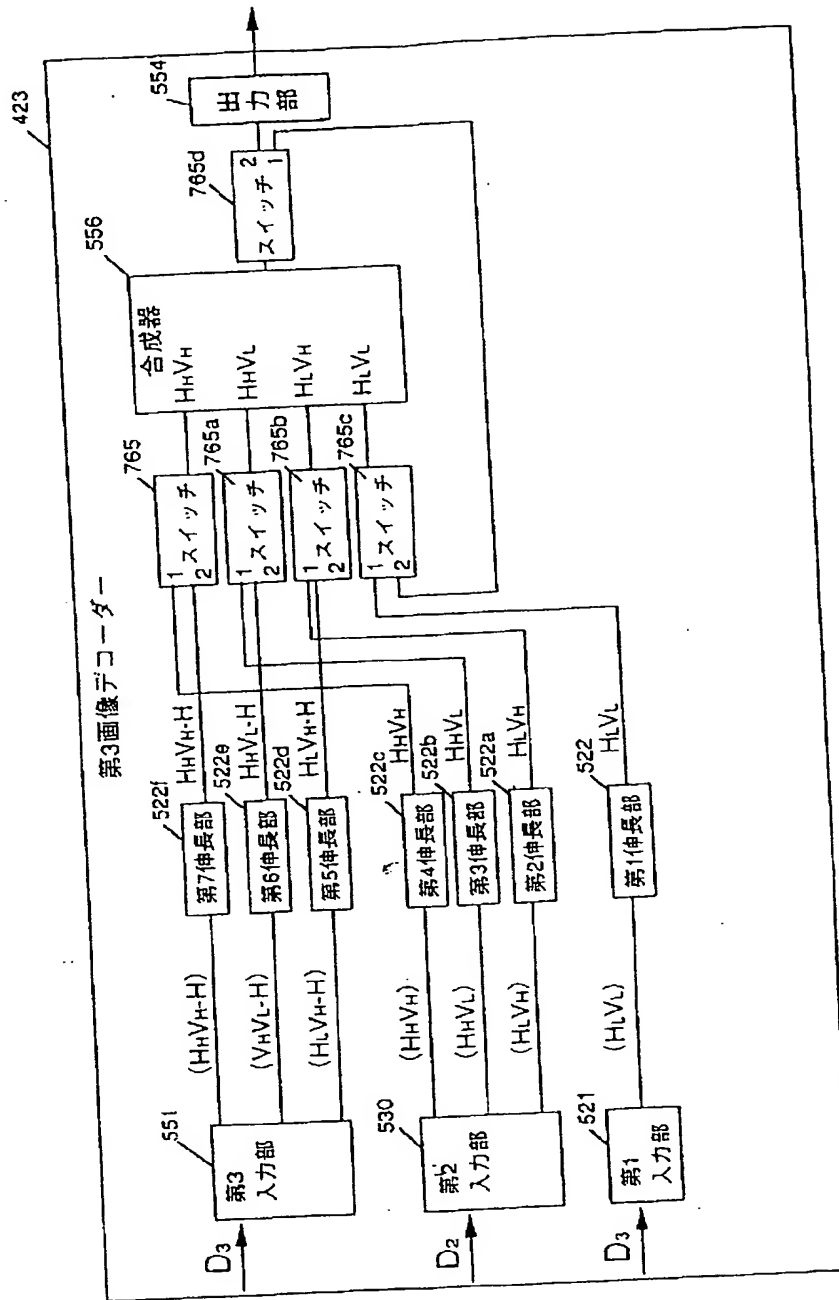
【図70】



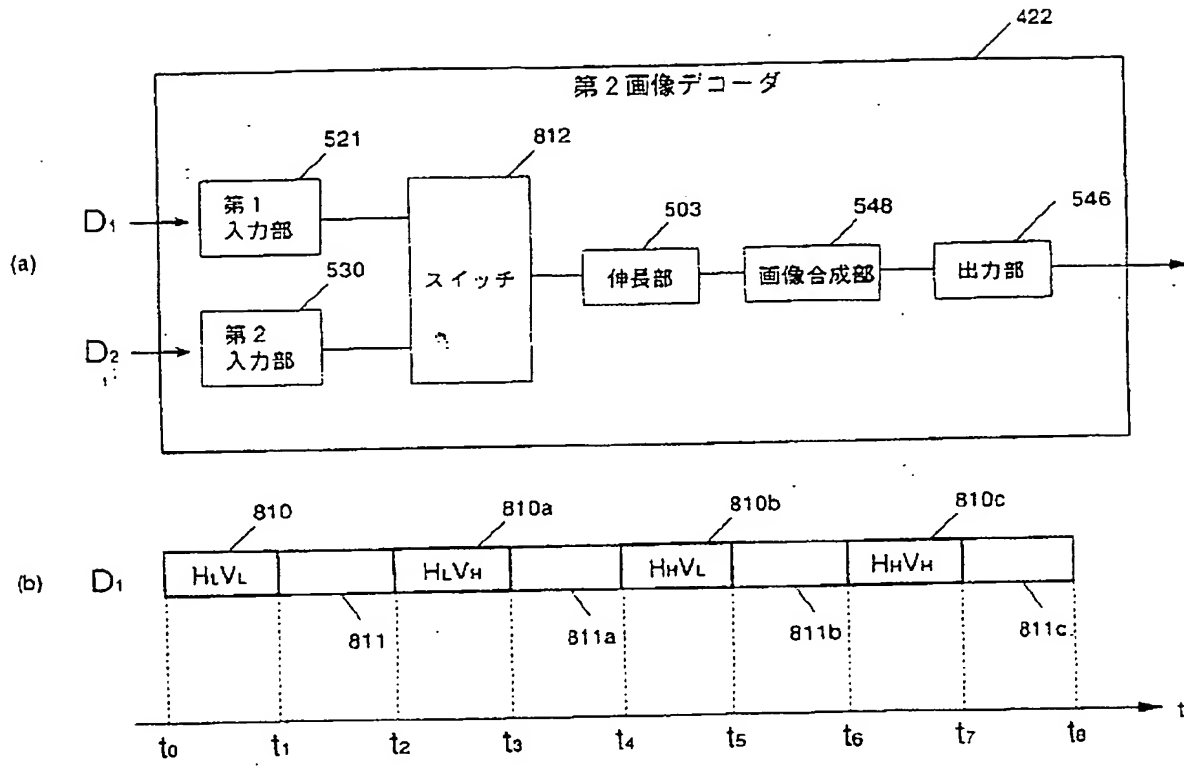
【図 71】



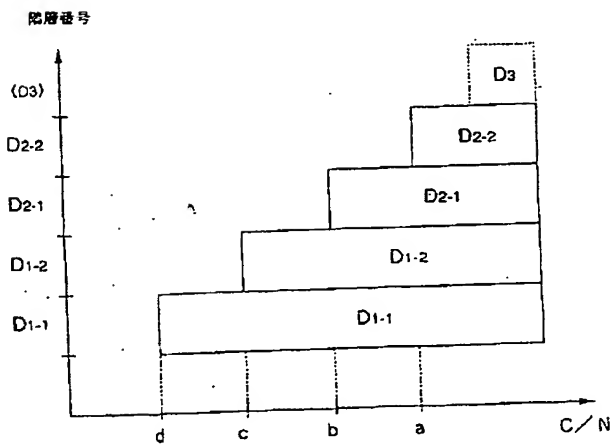
【図72】



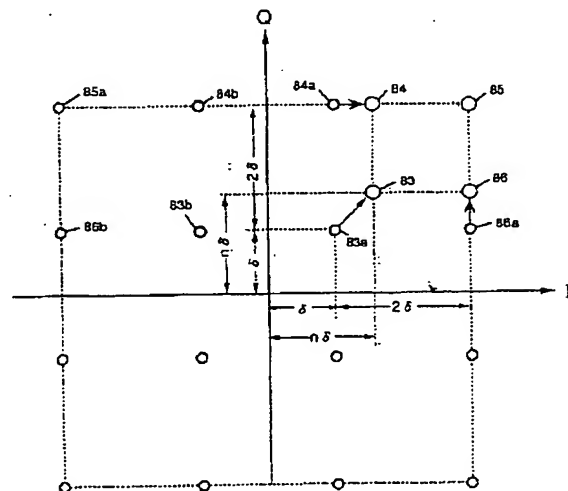
【図 74】



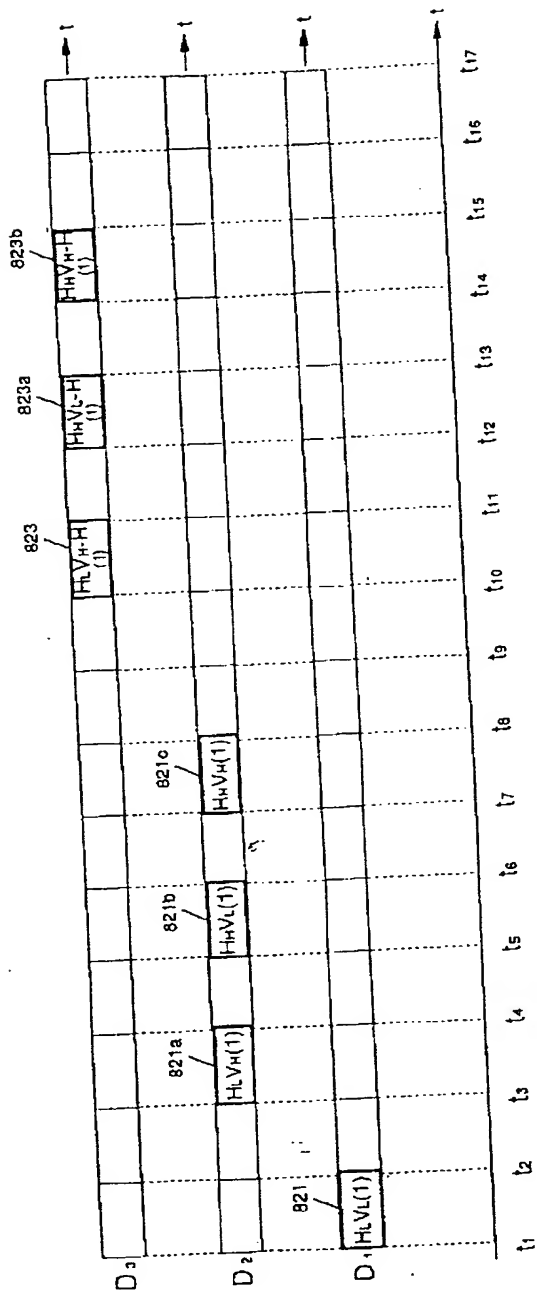
【図 85】



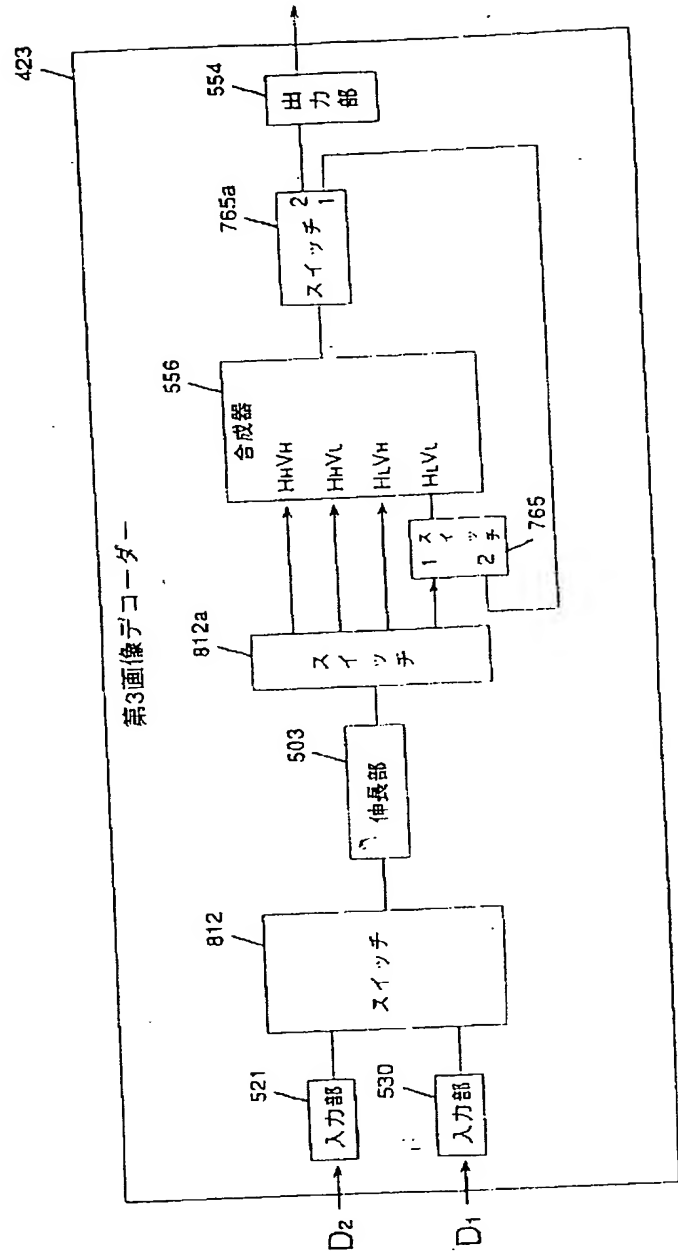
【図 99】



【図79】

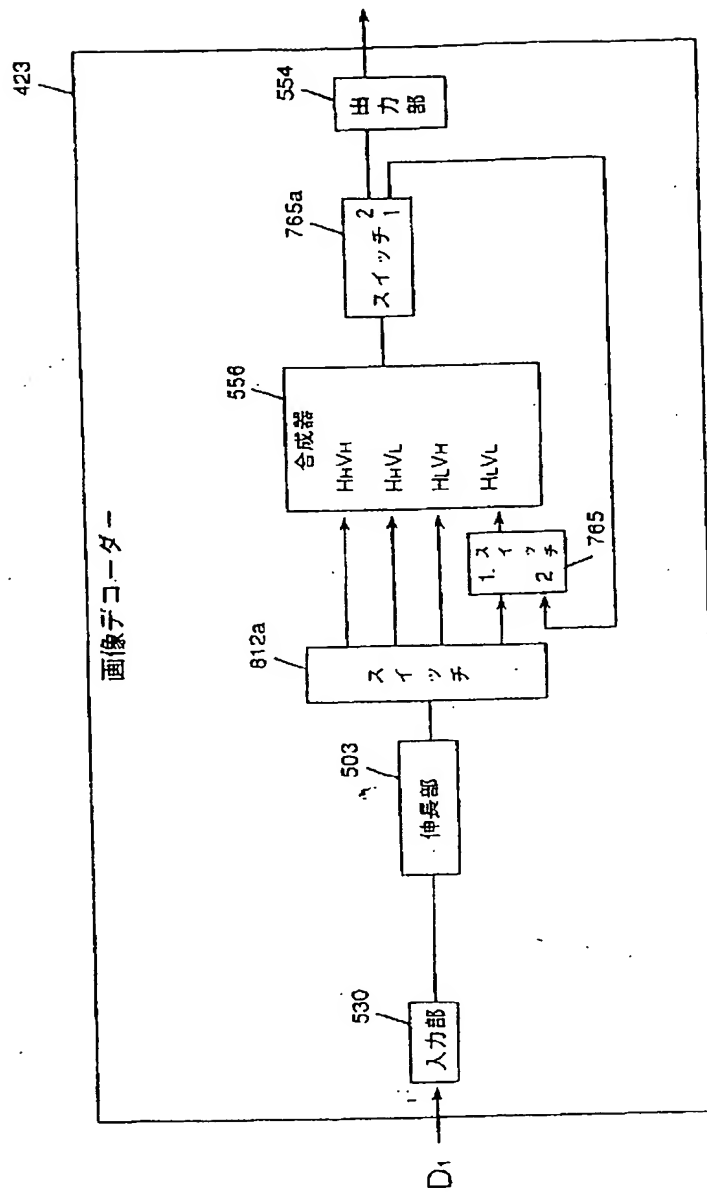


【図80】

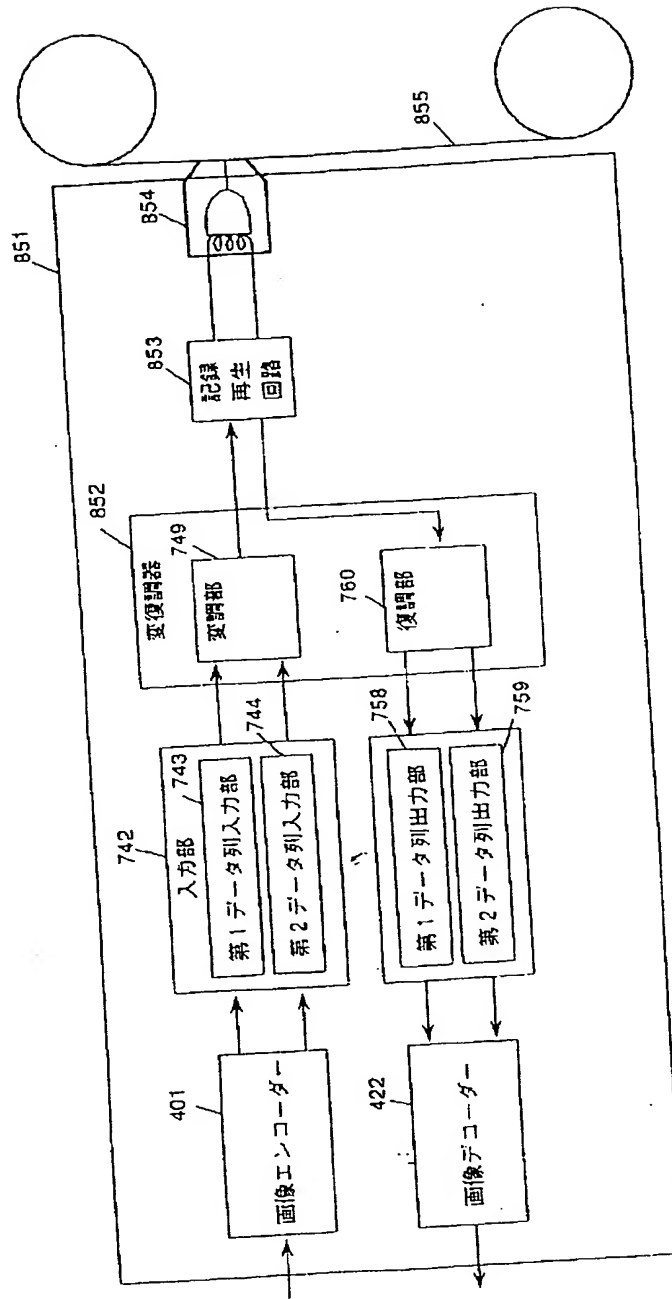




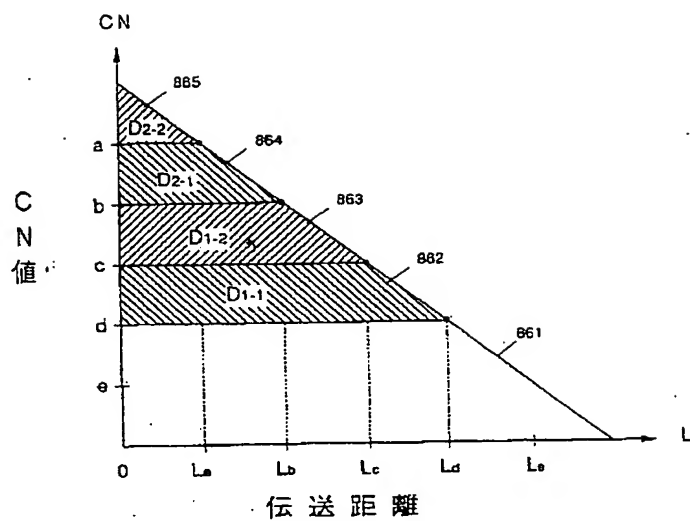
【図 8 2】



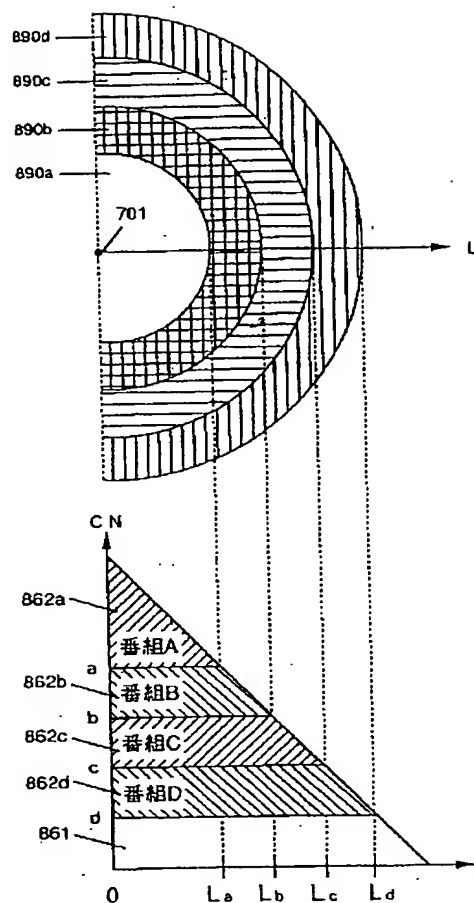
【図84】



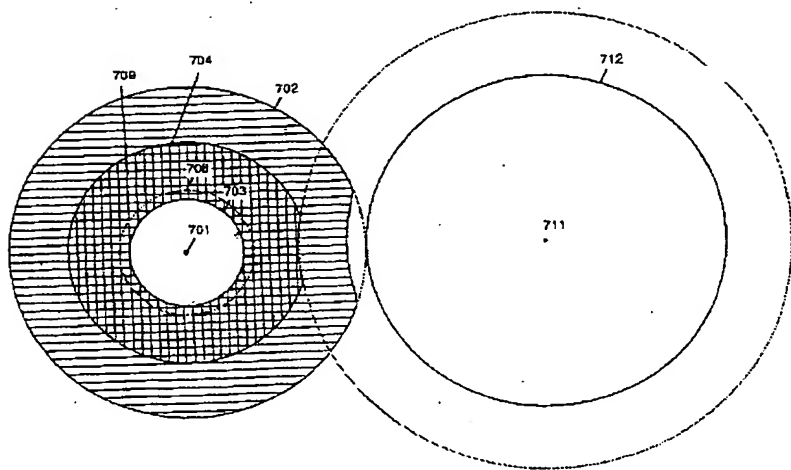
【図 86】



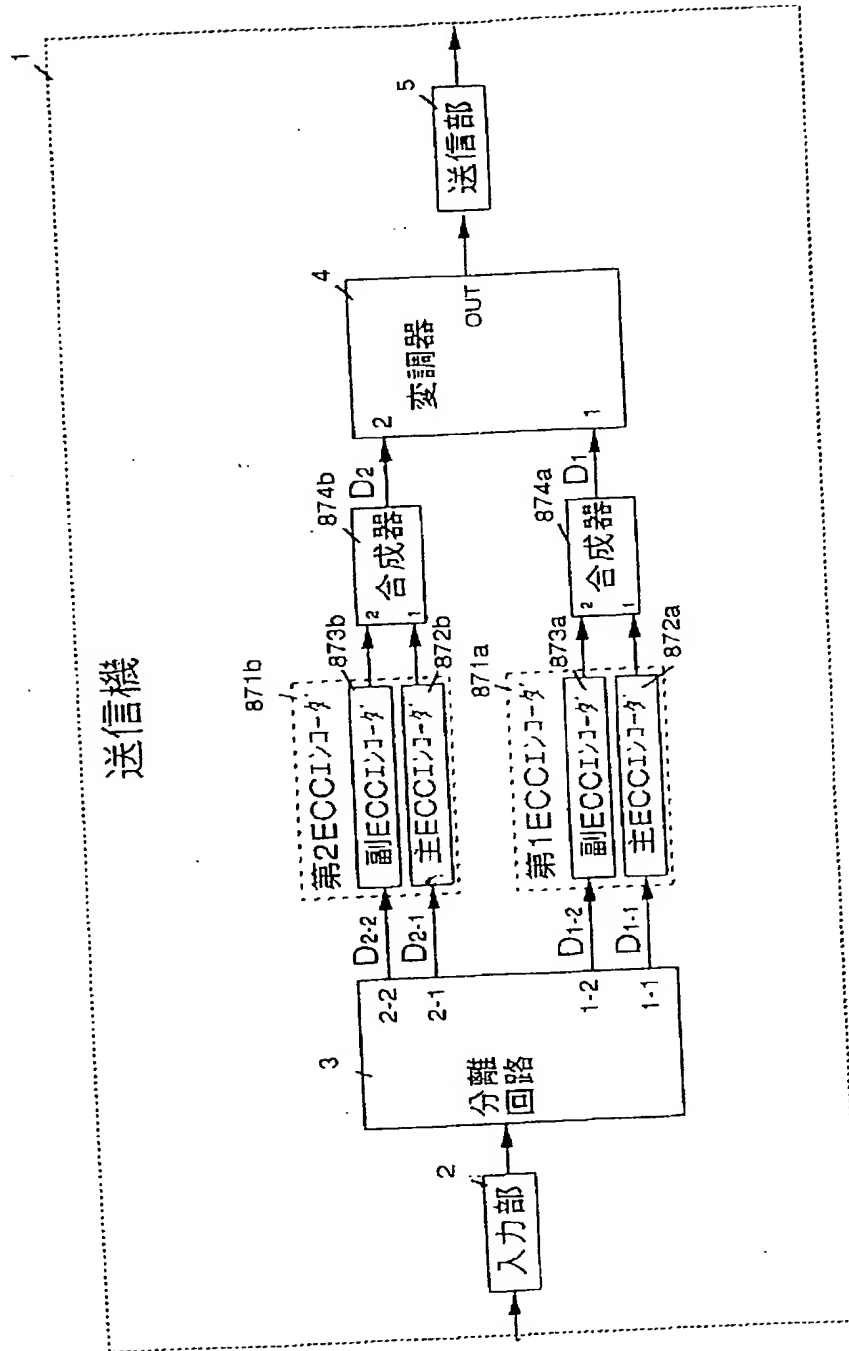
【図 98】



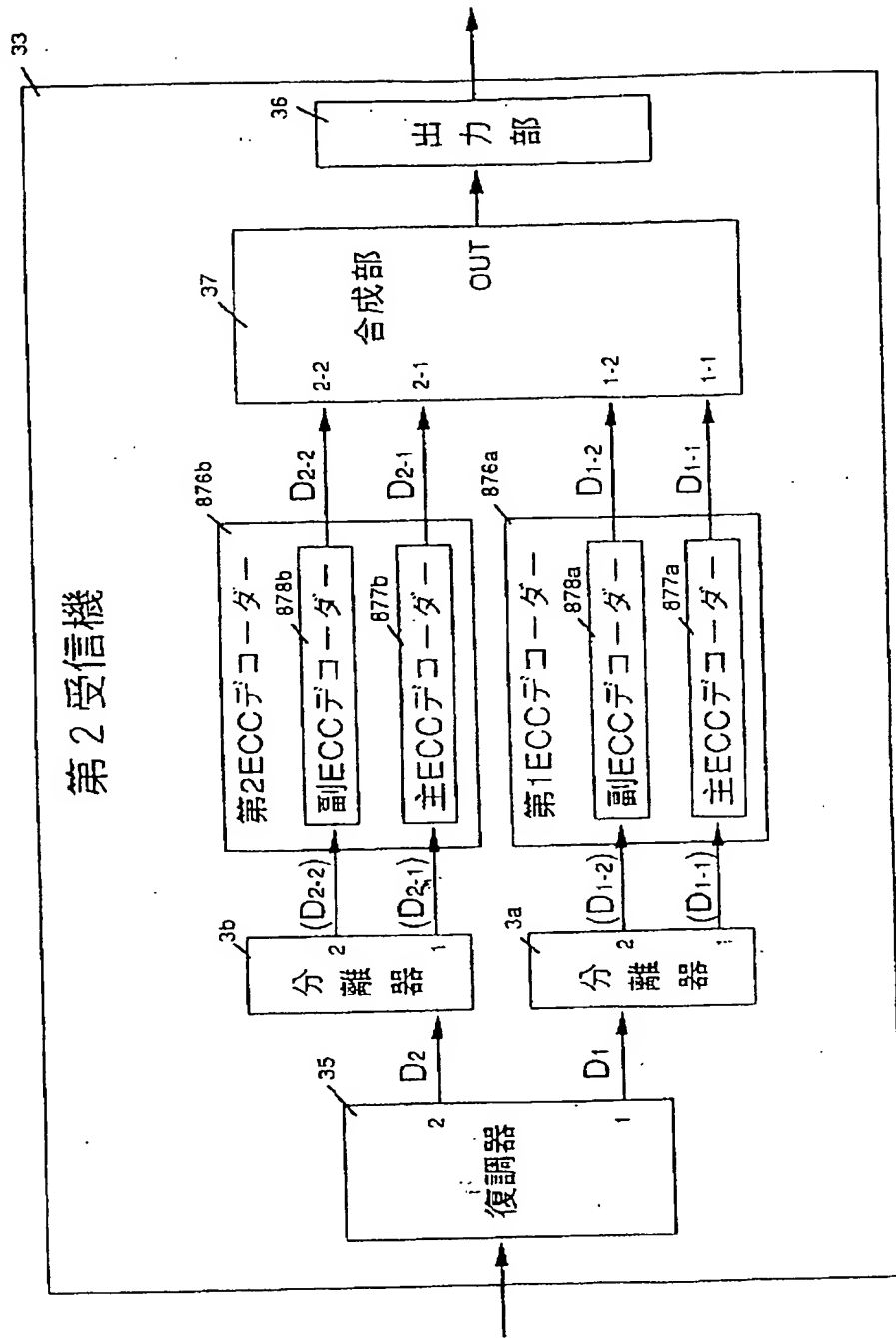
【図 90】



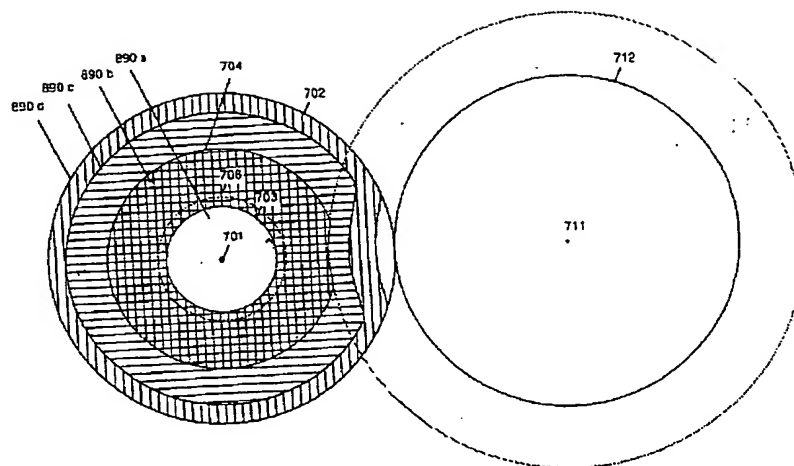
【図87】



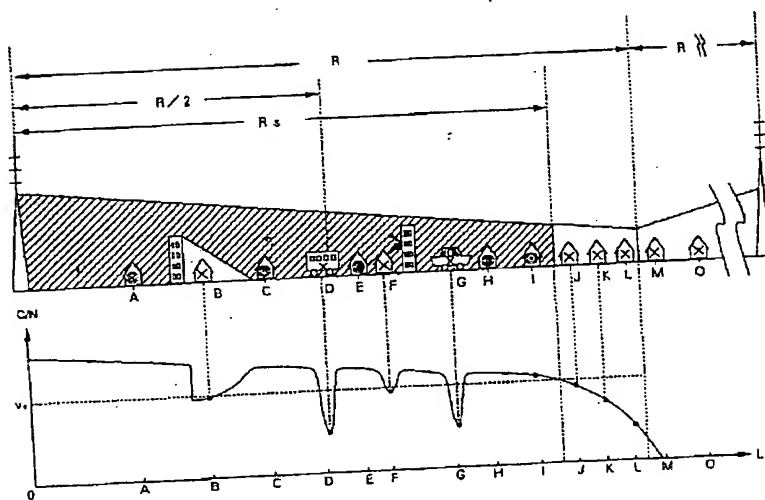
【図 88】



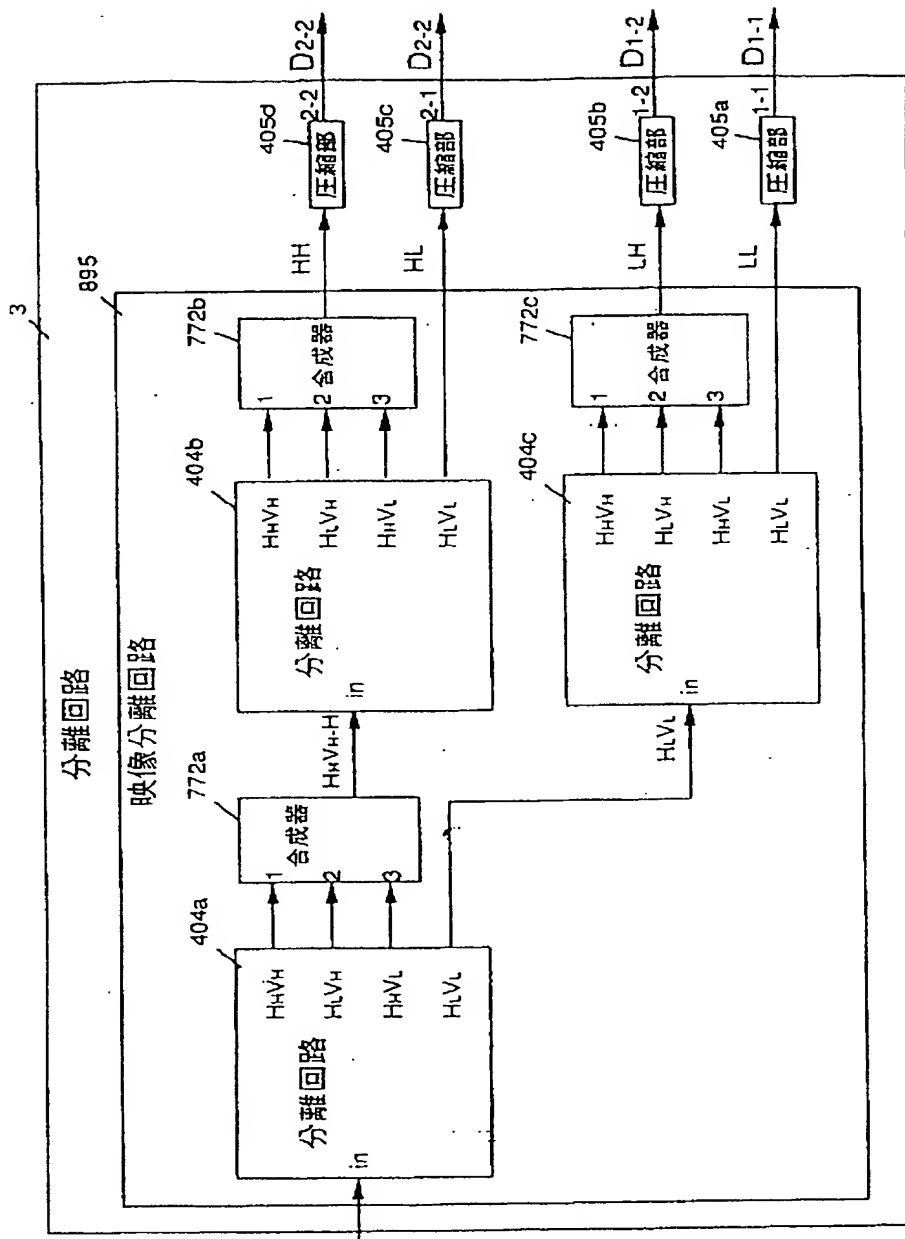
【図 91】



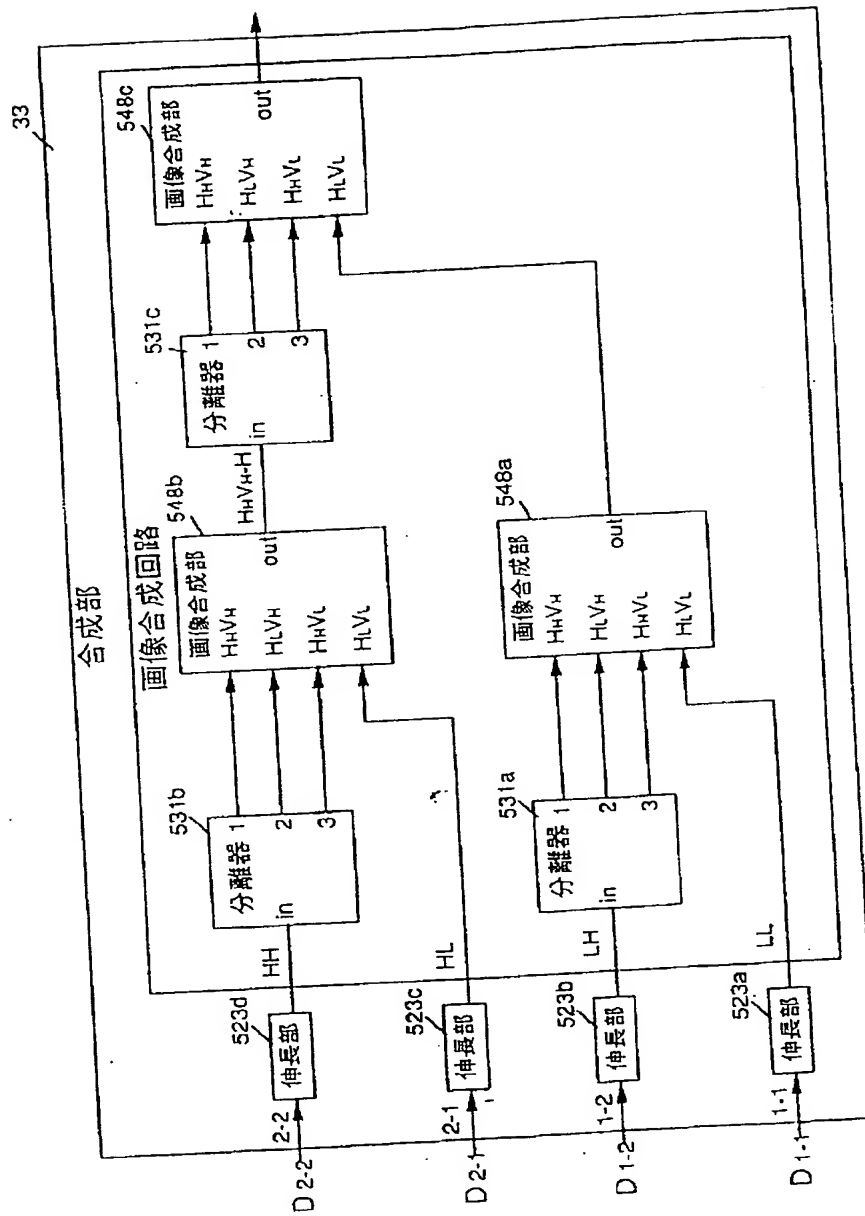
【図 96】



【図93】

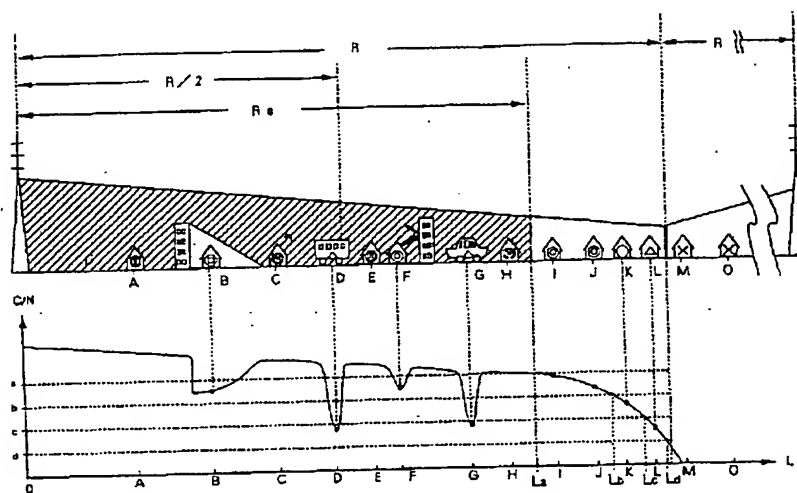


【図 9 4】

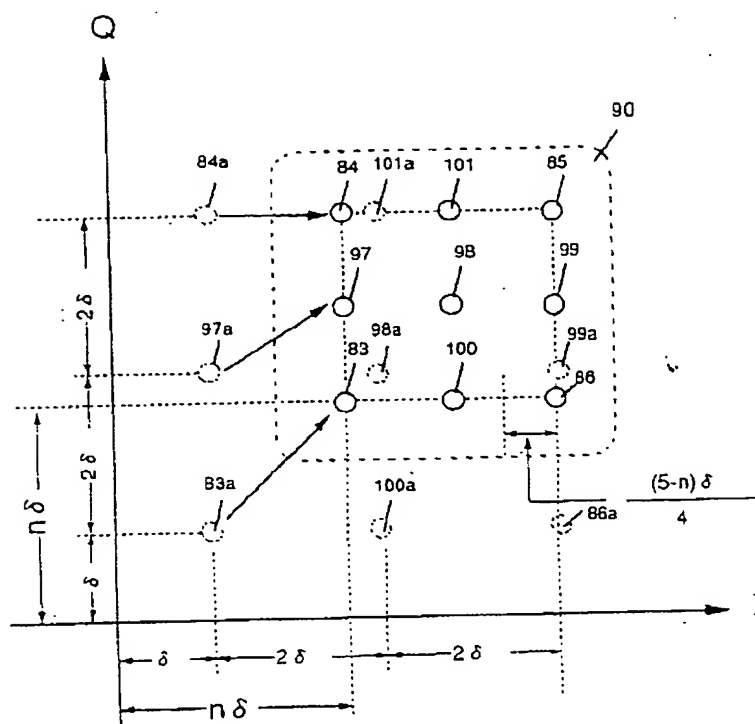




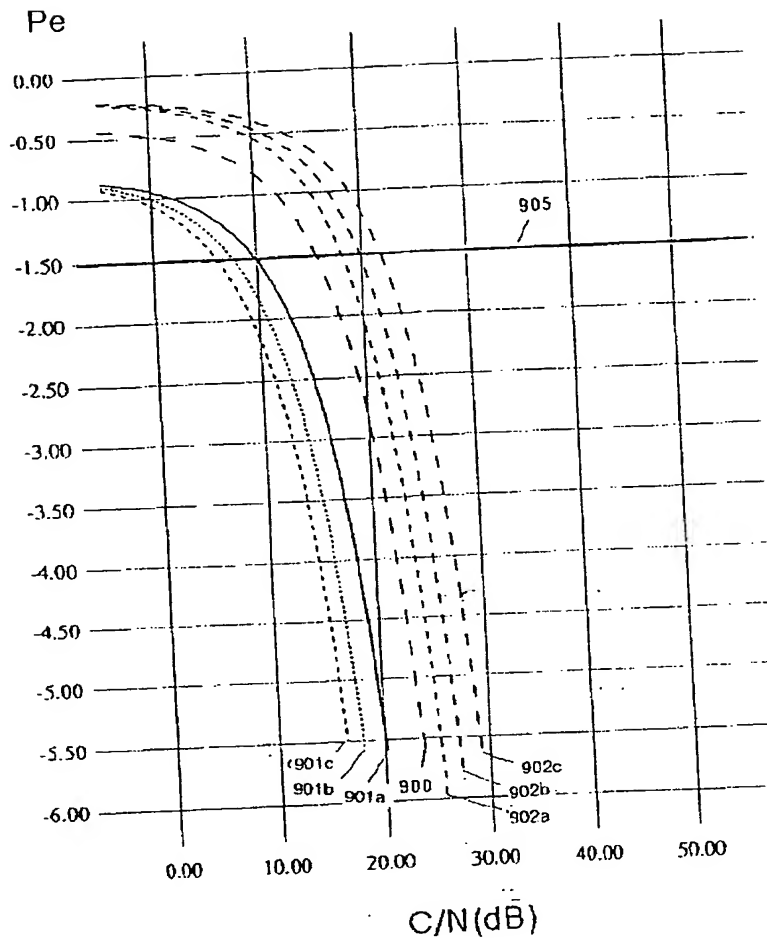
【図97】



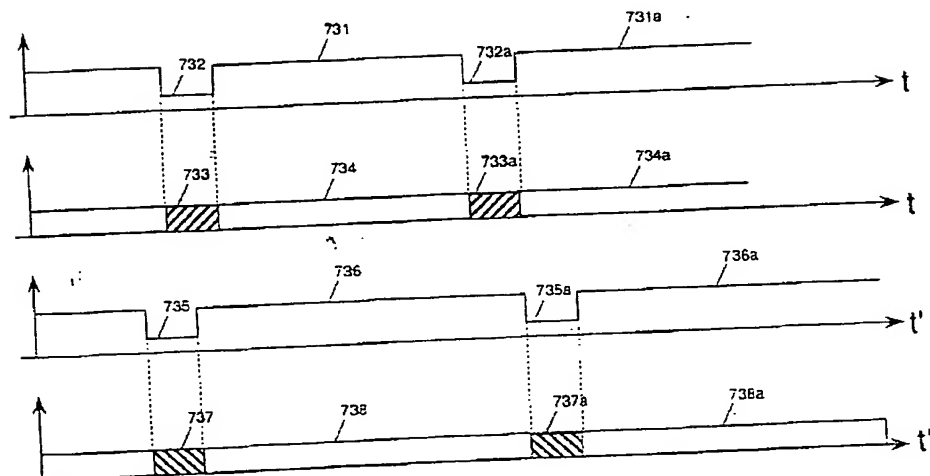
【図100】



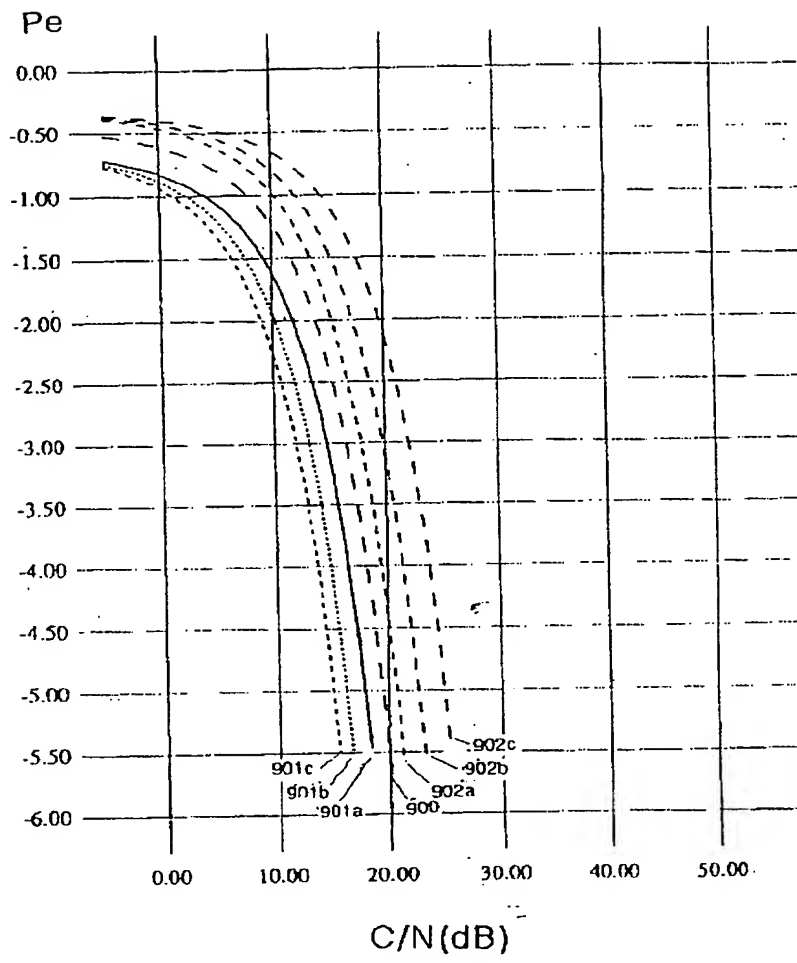
【図101】



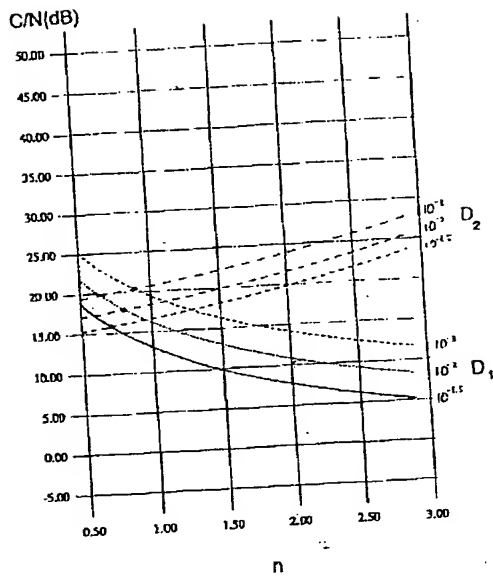
【図109】



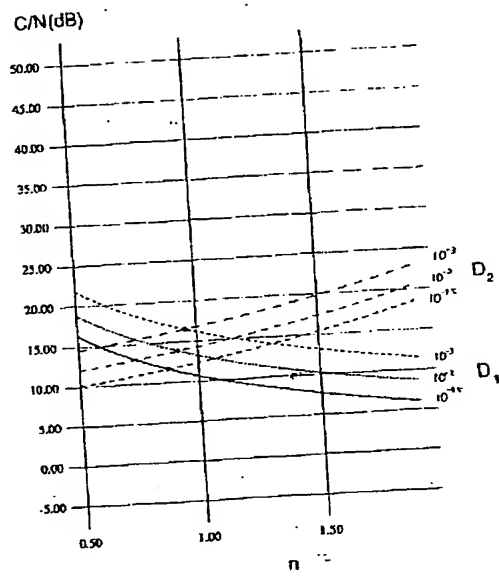
【図 1 0 2】



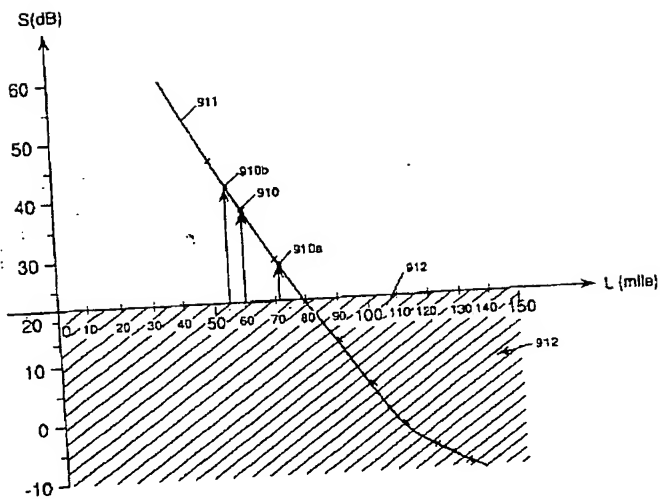
【図103】



【図104】

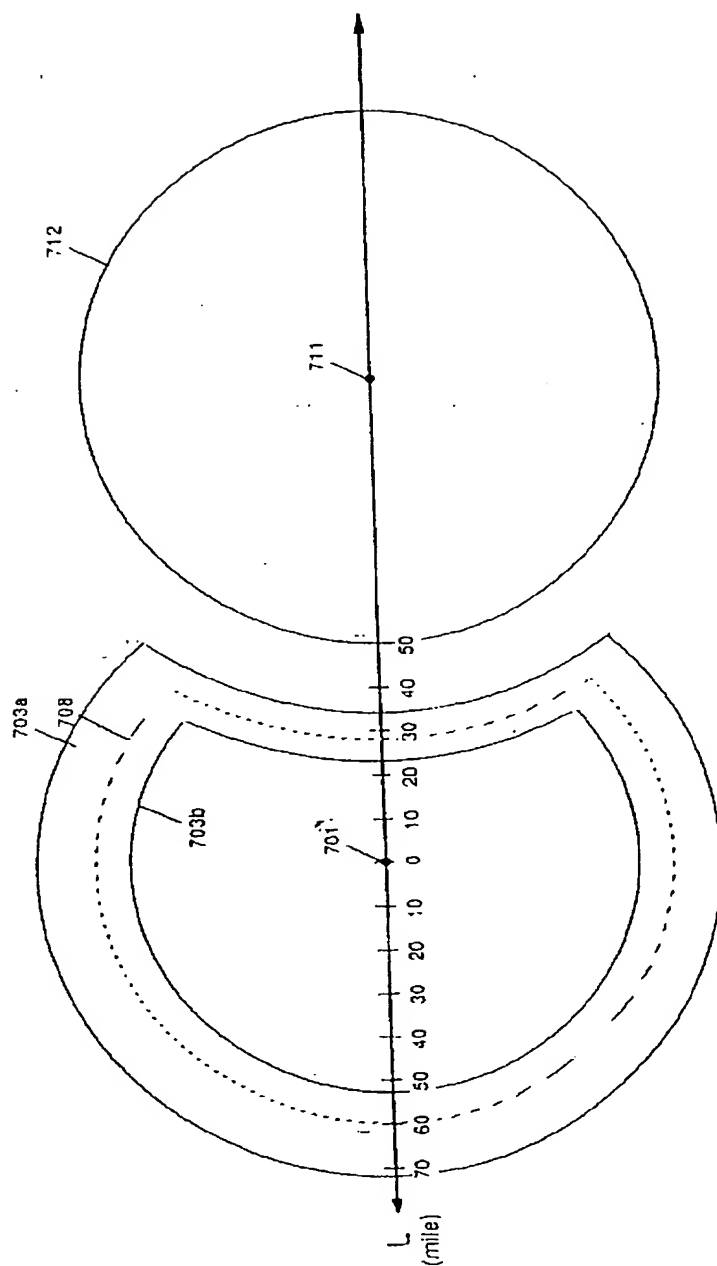


【図105】

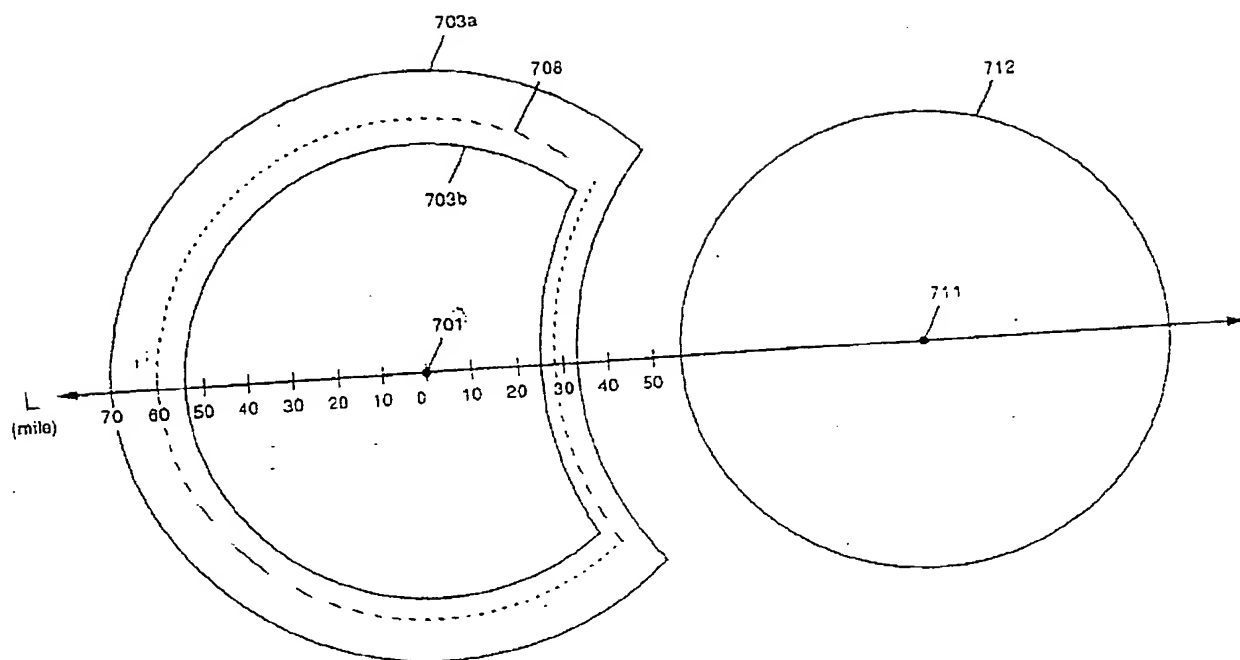


【図106】

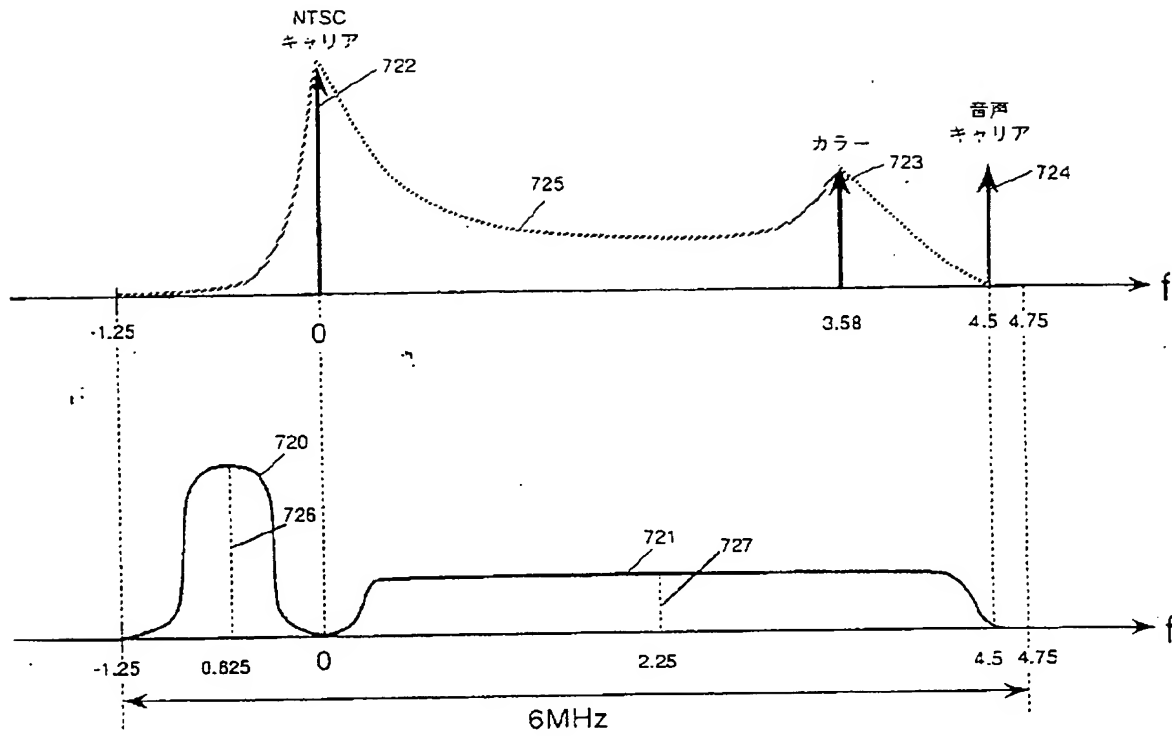
703本発明の変位可能領域 708従来の変位可能領域  $P=32$   $n=2.5$  の場合



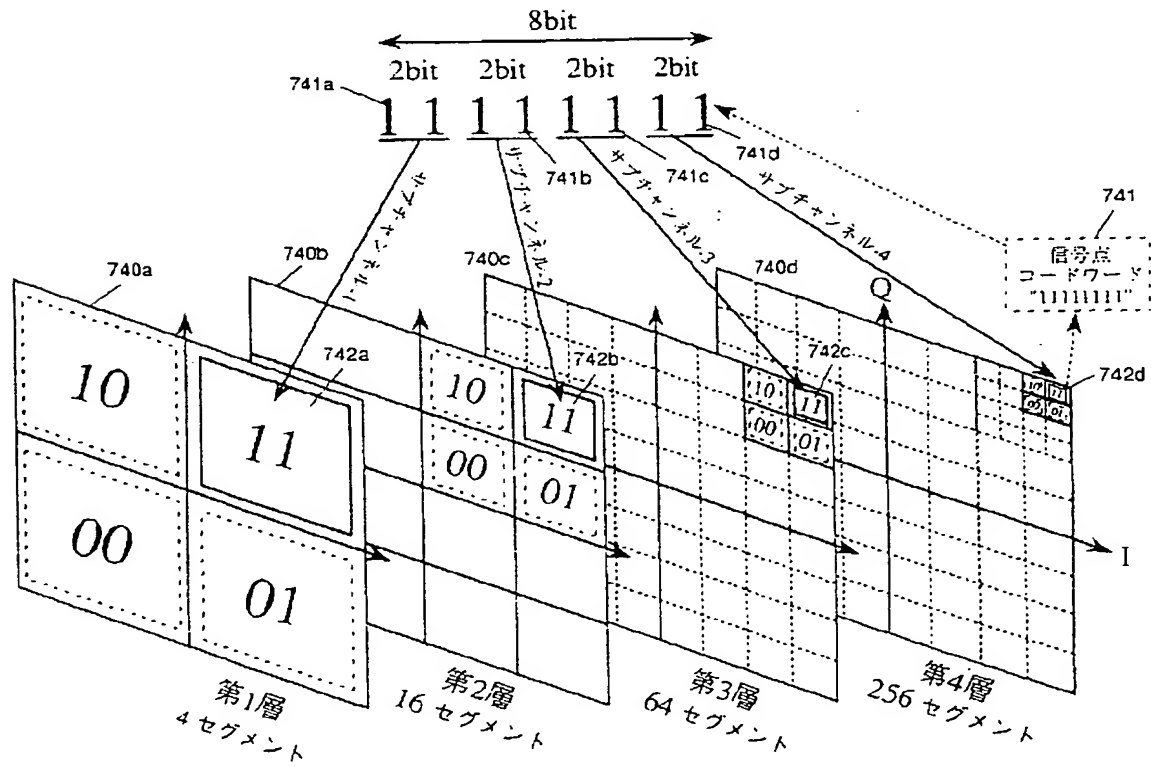
【図107】

 $P=32$   $n=1.8$  の場合

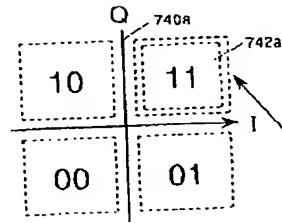
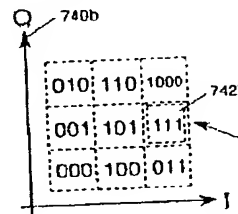
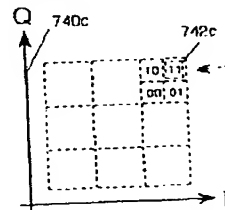
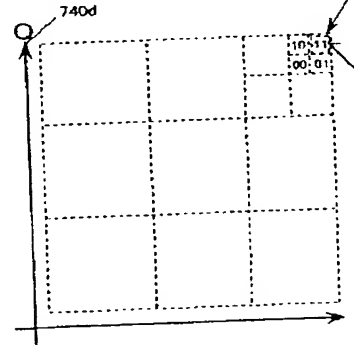
【図108】



【図110】



【図 111】

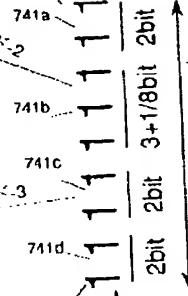
サブチャンネル1 (SRQAM:  $D_1=2\text{bit}$ )サブチャンネル2 (36-SRQAM:  $D_2=3\text{bit}+1/8\text{bit}$ )サブチャンネル3 (144-SRQAM:  $D_3=2\text{bit}$ )サブチャンネル4 (576-SRQAM:  $D_4=2\text{bit}$ )

コードワード-1

コードワード-2

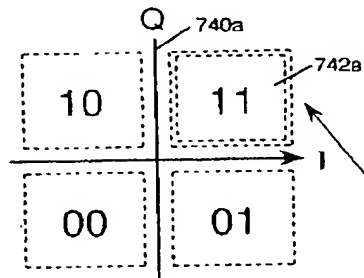
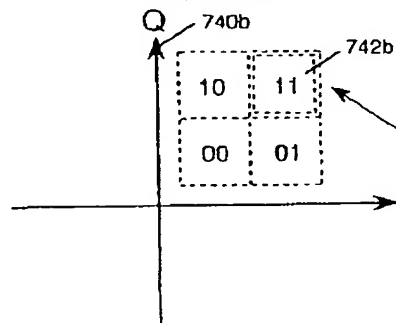
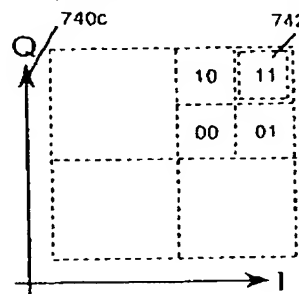
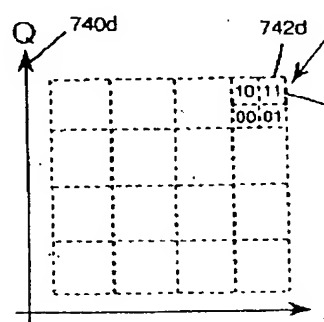
コードワード-3

コードワード-4

信号点  
コードワード  
11111111



【図112】

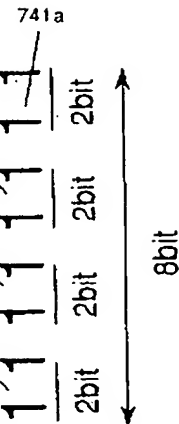
サブチャンネル1 (SRQAM:  $D_1 = 2\text{bit}$ )サブチャンネル2 (16-SRQAM:  $D_2 = 2\text{bit}$ )サブチャンネル3 (64-SRQAM:  $D_3 = 2\text{bit}$ )サブチャンネル4 (256-SRQAM:  $D_4 = 2\text{bit}$ )

コードワード-1

コードワード-2

コードワード-3

コードワード-4



信号点  
コードワード  
11111111

## 【手続補正書】

【提出日】平成4年6月26日

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0239

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0239】図84を説明すると、磁気記録再生装置851は、入力した映像信号を画像エンコーダ401により高域成分と低域成分に分離および圧縮し、入力部742の中の第1データ列入力部743に $H_L V_L$ 成分等の低域映像信号を、第2データ列入力部744に $H_H V_H$ 成分等を含む高域映像信号を入力し、変復調器852の中の変調部749に入力する。この動作は実施例5の図64の送信機とほぼ同じであるため詳しい説明は省略する。変調信号は記録再生回路853において、バイアス発生器856によりACバイアスされ増巾器857aにより増巾され磁気ヘッド854により磁気テープ855に記録される。図113の記録信号周波数配置図に示すように周波数 $f_c$ なる搬送波をもつ例えば16SRQAMの主信号85aに情報が記録されるとともに、 $f_c$ の2倍の $2f_c$ の周波数 $f_p$ をもつパイロット信号859aが同時に記録される。周波数 $f_{bias}$ なるバイアス信号859bにより、ACバイアスが加わり磁気記録されるため歪が少なくなる。主信号に例えば16SRQAMを用いた場合、信号点配置は図10のようになる。この信号を再生する場合、磁気ヘッド854からは、主信号859とパイロット信号859aが再生され、増巾器857bにより増巾される。この信号より搬送波再生回路858のフィルタ858aにより $2f_c$ なるパイロット信号 $f_p$ が周波数分離され、1/2分周器858bにより $f_c$ の搬送波が再生される。この再生された搬送波により主信号は復調される。この時、高C/NのHDTV用テープ855を用いた場合、信号点の弁別が容易なため復調部760においてD1とD2の双方が復調される。そして画像デコーダ422によりHDTVのTV信号が再生される。次に安価な低C/Nのビデオテープ855を用いた場合C/Nが低いと信号点の弁別が難しいためD2は再生できない。しかし、D1は再生できる。この場合NTSCのTV信号が出力される。また第2データ列出力部759と第2データ列入力部744を省略し、第1データ列D<sub>1</sub>のみを変復調する変形QPSK等の変調器を

もつ、NTSC専用の記録再生装置851も設定できる。上述のHDTV信号が記録されたビデオテープ855をこのNTSC専用の磁気記録再生装置で再生した場合、D1信号が再生され、ワイドNTSC信号が出力される。つまり同じHDTVのビデオテープ855を再生した場合、機種を変えることにより一方ではHDTV信号、一方ではワイドNTSC TV信号が再生できるというテープと機種間の互換性が実現する。この場合、HDTV専用機に比べてNTSC専用機は著しく簡単な構成になり低いコストで実現できる。このため巾広い価格帯の機種が設定できるという効果がある。このように互換性を保ちながら拡張性が得られるため10年後も陳腐化しない記録再生規格が実現する。この記録の手法として実施例1、3のような位相変調による階層記録もできる。磁気テープ上の多トラックによる階層記録もできる。又、エラー訂正能力を変えて、データを差別化することによる論理的な階層記録もできる。通常記録再生の規格を設定する場合、現実に入手できる最も高いC/Nのテープを用いて規格が定められている。この場合10年～20年にテープの性能が向上した場合、互換性をとることは難しいため新旧規格は片互換である場合が多かった。しかし、本発明の場合、まず、現行テープで第1データ列もしくは第2データ列を記録再生する規格をつくった場合でも、将来テープのC/Nの10dB単位の向上とともに第2データ列、第3データ列と次々と互換性を保ちながらデータ量を拡張できるという効果がある。

## 【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

【補正方法】追加

## 【補正内容】

【図面の簡単な説明】

【図113】本発明の実施例5における変調信号の周波数配置図

## 【手続補正3】

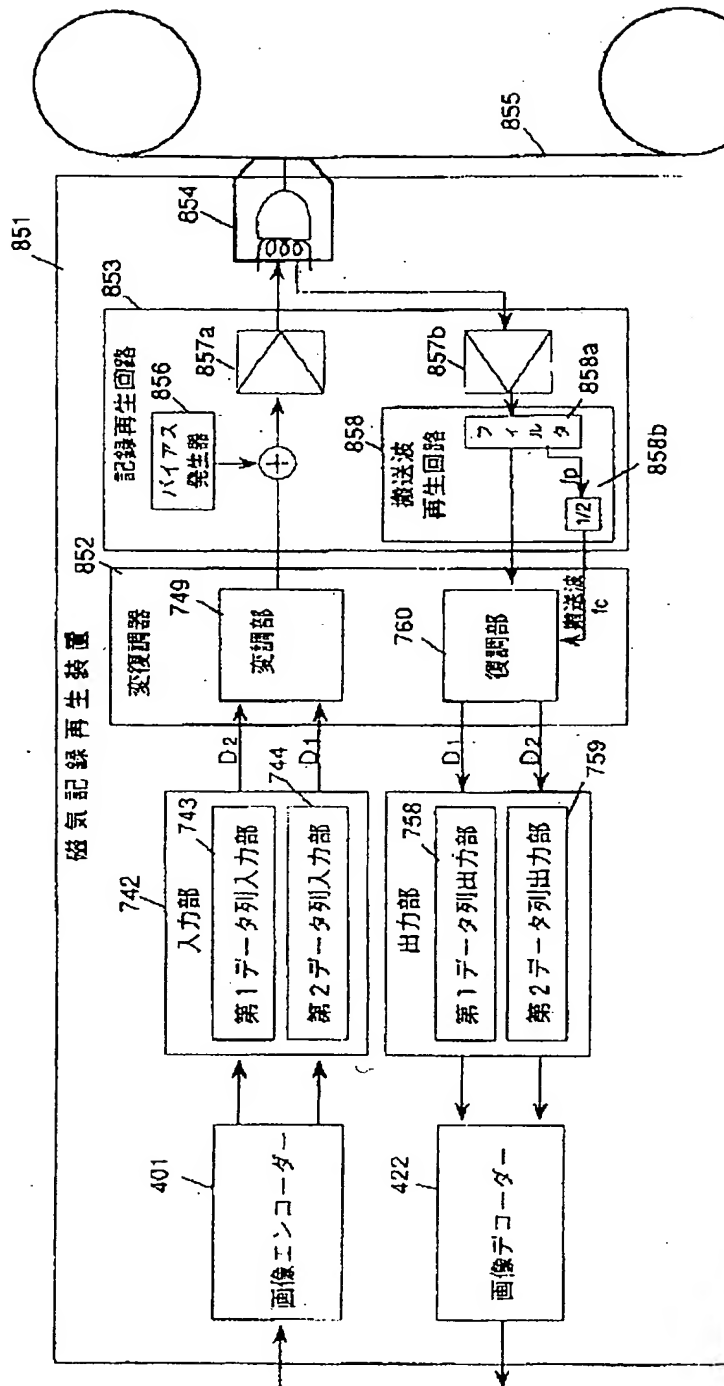
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図84

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【図84】



【手続補正4】

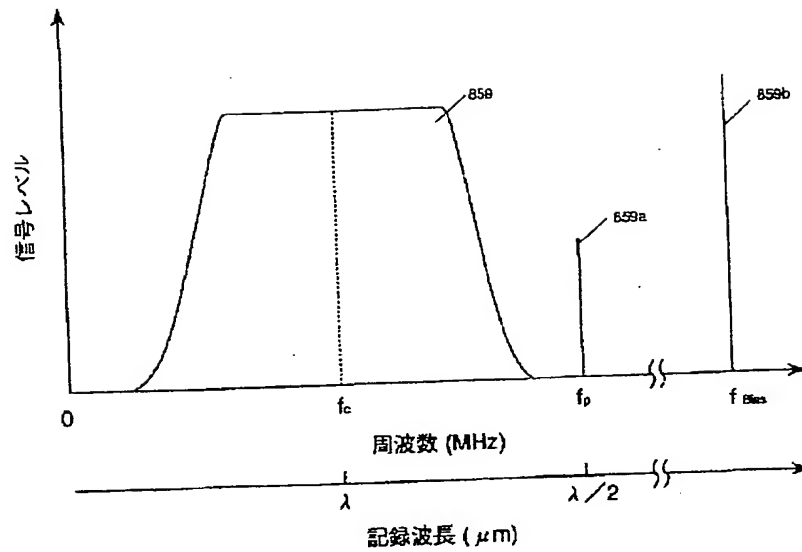
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図113

【補正方法】追加

【補正内容】

【図113】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 L 27/38

H 0 4 N 7/00

7/13

// H 0 4 N 7/20

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

A 9070-5C

Z

8943-5C

(31)優先権主張番号 特願平3-182236

(32)優先日 平3(1991)7月23日

(33)優先権主張国 日本(JP)

(31)優先権主張番号 特願平4-60739

(32)優先日 平4(1992)3月17日

(33)優先権主張国 日本(JP)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**